



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA STROJNÍHO INŽENÝRSTVÍ

FACULTY OF MECHANICAL ENGINEERING

**ÚSTAV MECHANIKY TĚLES, MECHATRONIKY A
BIOMECHANIKY**

INSTITUTE OF SOLID MECHANICS, MECHATRONICS AND BIOMECHANICS

KMITÁNÍ STROJŮ V PRŮMYSLOVÉ PRAXI

VIBRATION OF PRODUCTION MACHINES

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Petr Hadraba

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Zdeněk Hadaš, Ph.D.

BRNO 2016

Zadání diplomové práce

Ústav: Ústav mechaniky těles, mechatroniky a biomechaniky
Student: **Bc. Petr Hadraba**
Studijní program: Aplikované vědy v inženýrství
Studijní obor: Mechatronika
Vedoucí práce: **doc. Ing. Zdeněk Hadaš, Ph.D.**
Akademický rok: 2016/17

Ředitel ústavu Vám v souladu se zákonem č. 111/1998 o vysokých školách a se Studijním a zkušebním řádem VUT v Brně určuje následující téma diplomové práce:

Kmitání strojů v průmyslové praxi

Stručná charakteristika problematiky úkolu:

Práce se zabývá analýzou kmitání reálných strojů u průmyslových partnerů. Jedná se o soustrojí pohon - poddajná soustava, kdy během provozu buď s konstantními otáčkami, či během skokového polohování dochází ke kmitání poddajné soustavy, které má vliv na výrobní parametry.

V práci jsou analyzovány 2 příklady mechatronické soustavy s poddajnými členy.

První případ je soustava vřetene soustružnického automatu, který je poháněn konstantními otáčkami, a druhý případ je výrobní stůl pro automobilový průmysl, který je polohován mezi jednotlivými montážními pracovišti. Cílem práce je analyzovat možnosti konstrukčních úprav zadaných soustav z hlediska snížení kmitání.

Cíle diplomové práce:

1. Modelování a analýza kmitání soustrojí (pohon - poddajná mechanická část).
2. Analýza kmitání vřetene soustružnického automatu na základě modelu.
3. Návrh parametrů regulátoru za účelem snížit kmitání osy.
4. Analýza kmitání polohovacího stolu.
5. Návrhy úpravy konstrukce z hlediska snížení kmitání polohovacího stolu během výroby.

Seznam literatury:

ADAMS, L. Maurice, 2009. Rotating Machinery Vibration: From Analysis to Troubleshooting, Second Edition: CRC Press. ISBN 9781439807170.

HAUG, Edward J., 1989. Computer Aided Kinematics and Dynamics of Mechanical Systems: Prentice Hall College Div. ISBN 978-0205116690.

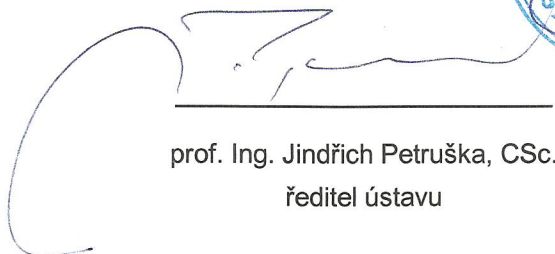
MAREK, Jiri, 2014. Konstrukce CNC obráběcích strojů. 3. vyd. ISBN 9788026067801.

SCHIEHLEN, W., 1997. Multibody System Dynamics: Roots and Perspectives. Multibody System Dynamics. roč. 1, č. 2, s. 149–188. ISSN 13845640.

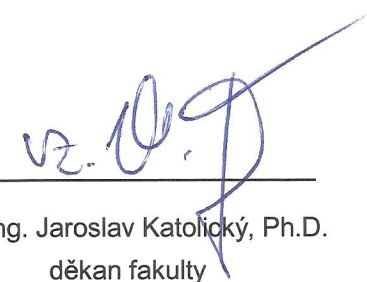
Termín odevzdání diplomové práce je stanoven časovým plánem akademického roku 2016/17.

V Brně, dne 2. 11. 2016





prof. Ing. Jindřich Petruška, CSc.
ředitel ústavu



doc. Ing. Jaroslav Katolický, Ph.D.
děkan fakulty

Abstrakt

Analýza kmitání výrobních strojů hraje klíčovou roli, pro funkčnost, životnost a bezpečnost provozu. Tato práce se zabývá modelováním dynamiky dále přínosem modelování na návrh stroje a na předcházení poruchových stavů. Analýza byla prováděna na dvou strojích, na polohovacím stole s bubnovou vačkou a na vícevřetenovém soustružnickém automatu. Za použití základních modelů kmitání, ale i modelů nelineárních. Simulace byly provedeny v Matlabu – Simulinku pro převod kinematiky posloužil MSC ADAMS. Modely byly ověřeny pomocí měření. Výsledky práce slouží pro vylepšení mechanismu a řízení.

Klíčová slova

Kmitání strojů, modelování dynamiky, nelineární dynamika, Matlab Simulink.

Abstract

The vibration analysis of a production machine is a key factor of its functionality, service life and occupational safety. This work deals with mathematical dynamic modelling and its contribution to the improvement of a mechanical design and mechanism failure prevention. The whole process is presented on the example of a drum cam rotary indexing table and on the example of actuators of multi spindle automatic lathes. The analysis consisted of complex nonlinear models based on basic linear models. It was computed using Matlab, Simulink and MSC ADAMS. Models of these mechanisms were validated with experimental measurements. The results were used for mechanical design improvement and for speed control optimization.

Key words

Machine vibration, dynamic modeling, nonlinear dynamic, Matlab Simulink.

Bibliografická citace

HADRABA, P. *Kmitání strojů v průmyslové praxi*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2017. 67 s. Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Zdeněk Hadaš, Ph.D..

Čestné prohlášení

Prohlašuji, že jsem diplomovou práci *Kmitání strojů v průmyslové praxi* vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrální práce s použitím odborné literatury a pramenů, uvedených v seznamu na konci práce.

V Brně 25. května 2017

Petr Hadraba

Poděkování

Tímto bych chtěl poděkovat poděkovat panu doc. Ing. Zdeňku Hadaši, Ph.D. za cenné rady a připomínky, bez kterých by práce v této podobě nemohla vzniknout.

Touto cestou bych chtěl dále poděkovat panu Ing. Jaroslavu Zemánkovi a panu Ing. Petr Smrčkovi ze společnosti Tajmac-ZPS, za velkou ochotu a pomoc při získávání vstupních dat pro tuto práci.

Obsah

| | | |
|----------|--|-----------|
| 1 | Úvod | 13 |
| 2 | Problematika kmitání výrobních strojů | 14 |
| 2.1 | Přístup k dynamice při návrhu stroje | 14 |
| 2.2 | Základní typy buzení | 15 |
| 3 | Modelování kmitání s více stupni volnosti | 16 |
| 3.1 | Výpočet vlastních frekvencí | 18 |
| 3.2 | Amplitudo frekvenční charakteristika | 18 |
| 4 | Kmitání vřeten vícevřetenových soustružnických automatů | 19 |
| 4.1 | Modelování dynamiky pohonné soustavy více-vřetenového automatu | 20 |
| 4.2 | Stavový model dynamiky pohonné soustavy | 22 |
| 4.3 | Přenos soustavy a výpočet vlastních frekvencí soustavy | 23 |
| 4.3.1 | Měření přenosu mechanické soustavy a porovnání s modelem | 25 |
| 4.4 | Citlivostní analýza | 27 |
| 4.5 | Porovnání modelu původního stroje se strojem po sjednocení momentů setrvačnosti | 28 |
| 4.6 | Modelování asynchronního motoru s vektorovým řízením | 28 |
| 4.6.1 | Transformace souřadných systémů | 28 |
| 4.6.2 | Rovnice asynchronního motoru v $\alpha \beta$ | 29 |
| 4.6.3 | Modelu asynchronního motoru v simulinku | 30 |
| 4.6.4 | Vektorové řízení na rotorový tok | 31 |
| 4.7 | Návrh regulátorů | 33 |
| 4.7.1 | Regulátor proudu | 33 |
| 4.7.2 | Regulátor spřaženého magnetického toku ψ_{rd} | 34 |
| 4.7.3 | Regulátor otáček | 35 |
| 4.7.4 | Kvalita regulace v závislosti na testovacích kritériích | 36 |
| 4.7.5 | Ladění PI regulátoru rychlosti pomocí minimalizace MSE | 38 |
| 4.7.6 | Přídavný rezonanční regulátor | 39 |
| 4.8 | Vlastnosti soustavy při vyloučení řemene | 39 |
| 5 | Kmitání polohovacího stolu s válcovou vačkou | 41 |
| 5.1 | Měření vibrací na základně stolu | 42 |
| 5.2 | Modální analýza | 44 |
| 5.2.1 | Model s poddajnými deskami | 45 |
| 5.2.2 | Model s tuhými deskami | 47 |
| 5.3 | Stanovení tuhostí | 48 |

| | | |
|-------|--|----|
| 5.3.1 | Tuhosti kontaktu mezi rolnou a vačkou | 48 |
| 5.3.2 | Tuhosti nosné konstrukce | 48 |
| 5.4 | Aproximace vačky matematickou funkcí | 49 |
| 5.4.1 | Proložení průběhu zrychlení složenou funkcí | 50 |
| 5.5 | Modelování kontaktní síly ve vačce | 51 |
| 5.5.1 | Průběh síly za předpokladu, dokonalého kontaktu a nulové poddajnosti. | 51 |
| 5.5.2 | Průběhu síly za předpokladu, dokonalého kontaktu a poddajnosti zátěže. | 52 |
| 5.5.3 | Průběhu síly za předpokladu, ztráty kontaktu a poddajnosti zátěže | 56 |
| 5.6 | Úprava stolu pro snížení kmitání | 58 |
| 5.6.1 | Pružné uložení bubnu ve směru axiálního posuvu | 58 |
| 5.6.2 | Úpravy provedené výrobcem | 59 |
| 5.7 | Nahrazení mechanické vačky servopohonem | 59 |

6 Závěr

61

1

Úvod

Snaha pochopit realitu okolního světa provází lidskou civilizaci odnepaměti. V mýtu o jeskyni, z Platónova díla *Ústava*, se vede polemika nad schopností lidí přistupovat kriticky ke vnímání světa. Stejně jako v oné mýtické jeskyni, kde si vězni vytvářeli obraz o realitě jen skrze stíny na stěně, jsme analogicky ve stejné situaci kdy z útržků dat sestavujeme svoji představu o realitě, a proto pro co nejlepší pochopení reality přistupujeme k tvorbě modelů.

Modely představují nutné zjednodušení reality, které ovšem neovlivní řešení daného problému. Přístupem k řešení problémů pomocí výpočtového modelování se zabývá několik publikací např. *Výpočtové modely v technické praxi* [1] a podrobně pak i *Systémová metodologie* [2].

Tato práce se zabývá modelování kmitání dvou různých strojů z průmyslové praxe – pohonem vřeten vícevřetenových soustružnických automatů a polohovacím stolem pro automobilový průmysl. Tyto dva příklady s rozdílnou příčinou kmitání poslouží pro ukázkou rozdílných přístupů ke kmitání, v prvním případě se jedná o tvorbu mechatronického modelu (řízení – elektromotor – mechanika), ve druhém pak použití nelineárního modelu dynamiky vačky pro analýzu problému.

2

Problematika kmitání výrobních strojů

Pro pořádek předpokládejme výrobní stroje případně konstrukční uzly jejichž podstatou nejsou vibrace – neuvažujeme tedy vibrolisy, buchary apod. tedy zařízení, případně jejich části, kde je kmitání cílené. Omezíme se tedy na obráběcí stroje a zařízení automatických linek tedy zařízení analyzované v této práci.

Kmitání výrobních strojů ovlivňuje hned několik kritérií kvality výrobních strojů:

- přesnost stroje
- produktivitu stroje
- životnost stroje, případně nástrojů
- hlučnost stroje
- pohodlí obsluhy a z dlouhodobého hlediska i zdraví obsluhy.

Vzhledem k tomu, že všechna tato kritéria souvisí s celkovou kvalitou stroje a jeho použitelností pro danou technologickou operaci, patří kmitání spolu s cenou a vybavením stroje mezi hlavní kritéria podle kterých se zákazník o případné koupi rozhoduje. Z těchto důvodů hraje analýza kmitání při návrhu strojů klíčovou roli [3].

2.1 Přístup k dynamice při návrhu stroje

Při návrhu stroje lze přistupovat k dynamice dvojím způsobem:

- **dynamická syntéza** – volí se dynamické parametry stroje a podle nich se volí rozměry, hmotnost atd. mechanismu, v praxi méně často používaná, často pomocí optimalizačních algoritmů např. pomocí genetických algoritmů
- **dynamická analýza** – návrh stroje je daný rozměrově, dynamické vlastnosti se zjišťují z modelu stroje případně na prototypu, návrh se na základě této analýzy upravuje, v praxi nejčastější postup.

U obou příkladů uvedených v této práci se jedná o dynamickou analýzu. V případě polohovacího stolu se jedná o hledání příčin kmitání a jeho omezení. U pohonu vřeten soustružnického automatu je celkový model pohonu sestaven pro lepší pochopení dynamiky a pro případné úpravy nových řad strojů.

2.2 Základní typy buzení

Buzení mechanického kmitání můžeme rozdělit z různých hledisek například z hlediska polohy buzení působící na mechanismus.

- (a) **Buzení vnější** – soustava je buzena silami nebo kinematicky z okolního prostředí, může jít například o:
- skokový požadavek řízení – změna otáček, polohy,
 - přerušovaný řez při porábění,
 - skok síly při najetí nože na obrobek,
 - kinematické buzení od podloží,
 - změna napětí v rozvodné síly.
- (b) **Buzení vnitřní** – soustava je buzena silami nebo kinematicky způsobená z vnitřku mechanismu, může jít například o:
- periodickými silami vramci nekonstantního předodu – vačky, kloubové mechanismy apod.,
 - nevyváženosti rotujících částí,
 - nepřesnosti vodících ploch, ložisek aozubených kol v mechanismu,
 - rázi po ztrátě kontaktu v soustavách s vůlí,
 - změna odporů u elektrických soustav,
 - suché tření v mechanismu.

Existuje celá řada typů buzení s nejrůznějšími příčinami, které nelze vždy jednoduše odhalit. Právě v analyzované soustavě se projevilo kmitání na vlastních frekvencích až po zahrnutí vůle do modelu. Jde tedy o příklad soustavy, kterou budí vnitřní rázy. V případě pohonů vřeten jde o příklad buzení vnějšího, neboť na antirezonančních frekvencích se rozkmitá po najetí na požadované otáčky.

3

Modelování kmitání s více stupni volnosti

Modelování kmitání vychází z Lagrangeovy rovnice, kterou lze sestavit pro libovolný systém souřadnic. Výhodou metody je, že pracuje pouze se silami ovlivňující energetickou bilanci soustavy [4].

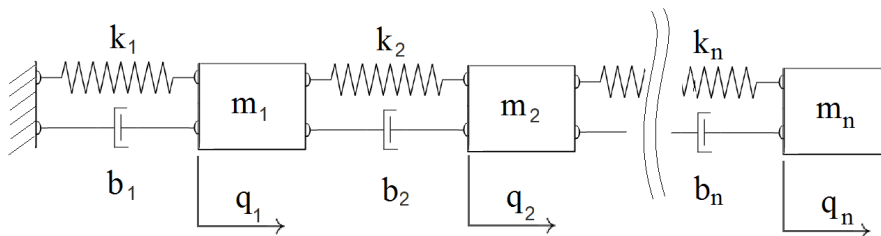
$$\frac{\partial}{\partial t} \frac{\partial E_k}{\partial \dot{q}_j} - \frac{\partial E_k}{\partial q_j} + \frac{\partial E_d}{\partial \dot{q}_j} + \frac{\partial E_p}{\partial q_j} = Q_j \quad (3.1)$$

Pro jednoduchý řetězec po zderivování vyplyne následující rovnice v maticovém tvaru:

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{B}\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{K}\mathbf{q} = \mathbf{Q}(t) \quad (3.2)$$

Jsou uvedeny dva příklady volby souřadnicového systému pro jednoduchý řetězec tuhostí a hmot:

- Absolutní souřadnicový systém vychází z předpokladu, že všechny části kinematického řetězce mají souřadnicový systém spjatý se základnou, tedy všechny zobecněné souřadnice jsou výchylka, rychlost nebo zrychlení vůči základně.



Obr. 3.1: Schéma řetězce s absolutním souřadnicovým systémem

Takto definovaný systém zobecněných souřadnic je nejčastěji uváděný. Jeho velkou výhodou je diagonální struktura matic, které se poměrně snadno sestavují. Nevýhodou je, že v případě volného pohybu $k_1 = 0$ vychází vlastní čísla komplexní a kumulace vysokého výchylky, kdy při vysoké výchylce dochází vlivem zaokrouhlovacích chyb k vysokým chybám.

Pak rovnice pro kinetickou, potenciální a disipativní energii vypadají následovně:

$$E_k = \frac{1}{2}m_1\dot{q}_1^2 + \frac{1}{2}m_2\dot{q}_2^2 \cdots \frac{1}{2}m_n\dot{q}_n^2 \quad (3.3)$$

$$E_p = \frac{1}{2}k_1q_1^2 + \frac{1}{2}k_2(q_2 - q_1)^2 \cdots \frac{1}{2}k_n(q_n - q_{n-1})^2 \quad (3.4)$$

$$E_d = \frac{1}{2}b_1\dot{q}_1^2 + \frac{1}{2}b_2(\dot{q}_2 - \dot{q}_1)^2 \cdots \frac{1}{2}b_n(\dot{q}_n - \dot{q}_{n-1})^2 \quad (3.5)$$

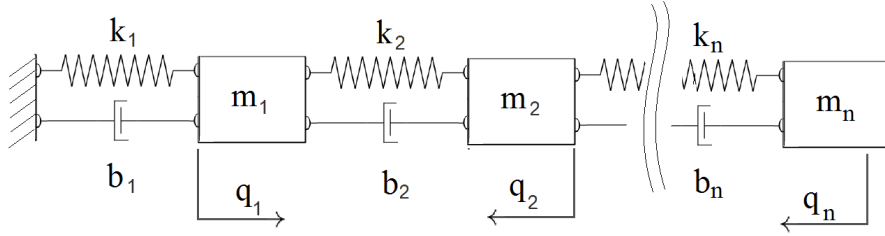
Po zderivování podle rovnice (3.1) a uspořádání do maticového tvaru dostáváme následující matice:

$$M = \begin{bmatrix} m_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & m_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & m_n \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$K = \begin{bmatrix} k_1 + k_2 & -k_2 & \cdots & 0 \\ -k_2 & k_2 + k_3 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & k_n \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Matice tlumení má ekvivalentní strukturu s maticí tuhosti.

- Relativní souřadnicový systém



Obr. 3.2: Schéma řetězce s relativním souřadnicovým systémem

Zobecněná souřadnice q_i je definována jako posuv dílčího elementu vůči zbytku předcházející soustavy. Při takovémto uspořádání rovnic je snazší ošetřit kumulovanou výchylku, neboť se kumuluje jen na prvním členu.

Pak rovnice pro kinetickou, potenciální a disipativní energii a následně sestavené matice vypadají následovně:

$$E_k = \frac{1}{2}m_1\dot{q}_1^2 + \frac{1}{2}m_2(\dot{q}_2 - \dot{q}_1)^2 \cdots \frac{1}{2}m_n(\dot{q}_n - \dot{q}_1 - \dot{q}_2 \cdots - \dot{q}_{n-1})^2 \quad (3.8)$$

$$E_p = \frac{1}{2}k_1q_1^2 + \frac{1}{2}k_2q_1^2 \cdots \frac{1}{2}m_nq_n^2 \quad (3.9)$$

$$E_d = \frac{1}{2}b_1\dot{q}_1^2 + \frac{1}{2}b_2\dot{q}_2^2 \cdots \frac{1}{2}b_n\dot{q}_n^2 \quad (3.10)$$

$$M = \begin{bmatrix} \sum_{j=1}^n m_j & \sum_{j=2}^n -m_j & \cdots & \sum_{j=n-1}^n -m_j & m_n \\ \sum_{j=2}^n -m_j & \sum_{j=2}^n m_j & \cdots & \sum_{j=n-1}^n m_j & m_n \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \sum_{j=n-1}^n -m_j & \sum_{j=n-1}^n m_j & \cdots & \sum_{j=n-1}^n m_j & I_n \\ -m_n & m_n & \cdots & I_n & m_n \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$K = \begin{bmatrix} k_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & k_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & k_n \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

3.1 Výpočet vlastních frekvencí

Pro soustavy vyšších řádů, předpokládejme úplné řešení bez případných redukcí, spočívá v hledání vlastních čísel matice, vychází z rovnice pro netlumené volné kmitání:

$$\mathbf{M}\ddot{q} + \mathbf{K}q = 0 \quad (3.13)$$

Jejíž řešení se předpokládá ve tvaru:

$$q = q_0 e^{i\Omega t} \quad (3.14)$$

Pak po dosazení do rovnice (3.13) a vynásobením inverzní maticí hmotnosti \mathbf{M}^{-1} získáváme rovnici ve tvaru:

$$(\mathbf{M}^{-1}\mathbf{K} - \Omega^2\mathbf{E})q_0 = 0 \quad (3.15)$$

Dále musí být splněna pro netriviální řešení soustavy, nutná a postačující podmínka, nulového determinantu:

$$\det(\mathbf{M}^{-1}\mathbf{K} - \Omega^2\mathbf{E}) = 0 \quad (3.16)$$

Řešení této podmínky převádí úlohu na hledání kořenů polynomu, jež jsou současně vlastní čísla Ω^2 .

Pro získání tvaru kmitání soustavy poslouží pravostranný vlastní vektor v . Počet vektorů a současně tedy počet tvarů kmitání odpovídá počtu vlastních frekvencí, které souvisí s velikostí matice M a K , tedy počtem stupňů volnosti soustavy. Vlastní k -tý vektor pak nalezneme řešením rovnice:

$$(\mathbf{M}^{-1}\mathbf{K})v_k^T = \Omega_k^2 v_k^T \quad (3.17)$$

3.2 Amplitudo frekvenční charakteristika

Základním nástrojem pro posouzení vlastností stroje, například nedojde-li vlivem kmitání k vymezení vůlí, je amplitudo-frekvenční charakteristika, která udává velikost amplitudy kmitání v závislosti na budící frekvenci. Řešení má pak komplexní číslo, kde reálná část představuje právě hledanou amplitudo-frekvenční charakteristiku.

$$q = (\mathbf{K} - \Omega^2\mathbf{M} + j\Omega\mathbf{B})^{-1}F_0 \quad (3.18)$$

4

Kmitání vřeten vícevřetenových soustružnických automatů

Vícevřetenové soustružnické automaty jsou obráběcí stroje pro hromadnou výrobu rotačních součástí. Výhodou těchto strojů oproti standardním CNC soustruhům je nižší zástavbová plocha a možnost uzpůsobení jednotlivých suportů na konkrétní technologický proces (soustružení, frézování, vrtání či vyvrtávání), to umožňuje provádět většinu operací na jedno upnutí, zvyšuje se tak přesnost a snižuje čas výroby.



Obr. 4.1: MORI-SAY TMZ842CNC [5]

Jednotným znakem, těchto strojů je konstrukční uspořádání pohonů vřeten přes koaxiální hřídele. Toto uspořádání umožňuje neomezené natáčení vřetenového bubnu a snižuje vliv pohonu na zahřívání vřeten. Nevýhodou je podstata koaxiálních hřídelí kdy má pohon každého vřetene lehce rozdílné vlastnosti. Problematikou posuzování rozdílnosti jednotlivých vřeten před a po úpravě za účelem sjednocení momentů setrvačnosti se zabývá bakalářská práce *Pohon vřeten soustružnických automatů* [6].

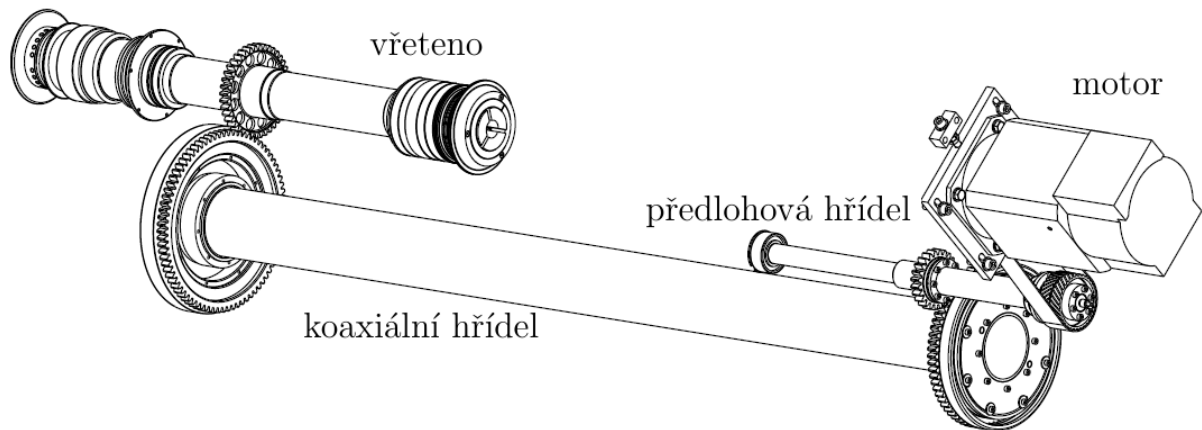
Jelikož chybí ucelený popis dynamiky pohonu, byly stanoveny následující cíle.

- Vytvoření nástroje pro odhad vlivu konstrukčních uzlů na celkovou dynamiku pohonu
- Zjištění vlivu sjednocování momentů setrvačnosti na vlastní frekvence pohonu
- Sestavení modelu motoru a řízení pro posouzení vlivu poddajnosti na řízení

Jejich splnění by mělo umožnit lépe identifikovat příčinu problémů souvisejících s dynamikou stroje a umožnit efektivnější zásahy do konstrukce stroje s cílem měnit vlastní frekvence soustavy. Dále by měly přispět k urychlení vývoje prototypů a ladění nových strojů.

4.1 Modelování dynamiky pohonné soustavy více-vřetenového automatu

Na obrázku (4.15) je možné vidět hnací ústrojí vřetene 4 osmi-vřetenového automatu. Toto uspořádání pohonu je typické pro současné řady automatů z dílny Tajmac-ZPS. V rámci jednoho stroje je pak v závislosti na typu 5, 6 nebo 8 samostatných na sobě nezávislých pohonných jednotek lišících se délkou koaxiální hřídele, jejím průměrem a umístěním ozubení na vřetení a na předlohovém hřídeli. Právě tyto rozdíly představují problém, neboť použitá řídicí jednotka neumožňuje naladit řízení pro každé vřeteno samostatně. Rozdílnosti se pak projeví především při operacích, kdy je třeba synchronizovat posuv nástroje a otáčky vřetene.



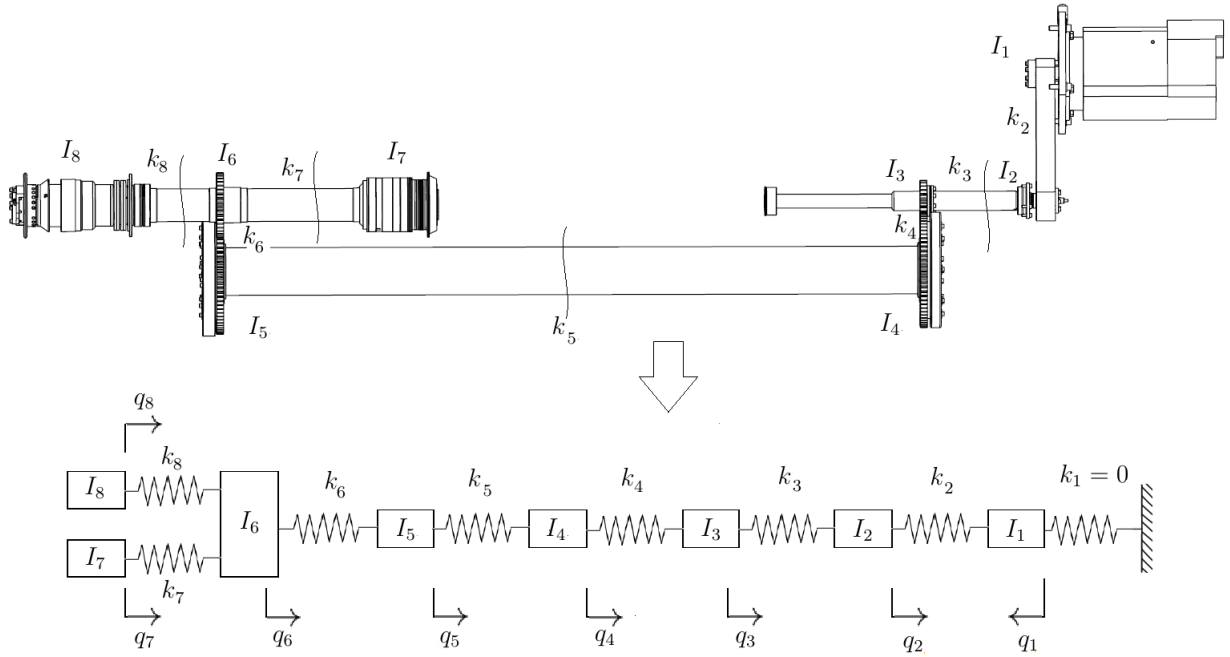
Obr. 4.2: Pohon 4. vřetene u TMZ842

Model je vystaven za předpokladu nízkého tlumení (3% kritického). U některých výpočtů, například u citlivostní analýzy, je tlumení zcela zanedbáno nebojď lze předpokládat nízký vliv na výsledek. Pro výpočtový model je reálná soustava redukována do osy motoru s předpokladem zachování energií. Model je vytvořen na základě Lagrangeových rovnic 2. druhu s relativní vztažnou soustavou, kdy zobecněné souřadnice představují vzájemný posuv sousedních těles viz obr. 4.3 (q_1 představuje posuv vůči základně). Po derivaci pohybových rovnic dostáváme pohybovou rovnici v maticovém tvaru.

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{B}\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{K}\mathbf{q} = \mathbf{Q}(t) \quad (4.1)$$

Kde \mathbf{M} představuje matici zobecněné hmotnosti, v našem případě zobecněný moment setrvačnosti, \mathbf{K} představuje matici zobecněné tuhosti, v našem případě torzní tuhost soustavy, \mathbf{Q} vektor buzení v čase.

Matice \mathbf{M} je sestavena pomocí rovnic 3.1 a 4.1, kde sloupce představují koeficienty zobecněných souřadnic a řádky parciální derivace podle zobecněných souřadnic. Vzhledem



Obr. 4.3: Vytvoření modelu kmitání pohonné soustavy

k použitému souřadnicovému systému má pak matice tvar viz rovnice 4.2.

$$M = \begin{bmatrix} \sum_{j=1}^8 I_j & \sum_{j=2}^8 -I_j & \cdots & \sum_{j=6}^8 -I_j & -I_7 & -I_8 \\ \sum_{j=2}^8 -I_j & \sum_{j=2}^8 I_j & \cdots & \sum_{j=6}^8 I_j & I_7 & I_8 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \sum_{j=6}^8 -I_j & \sum_{j=6}^8 I_j & \cdots & \sum_{j=6}^8 I_j & I_7 & I_8 \\ -I_7 & I_7 & \cdots & I_7 & I_7 & 0 \\ -I_8 & I_8 & \cdots & I_8 & 0 & I_8 \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Matice tuhost K je diagonální. Jednotlivé parametry byly odhadnuty viz následující kapitola

$$K = \begin{bmatrix} k_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & k_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & k_8 \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Vektor buzení je omezen na elektrický moment motoru M_e , lze však jednoduše rozšířit o řezný odbor, reprezentovaný řezným momentem M_r , na 7. pozici.

$$Q = \begin{bmatrix} M_e \\ 0 \\ \vdots \\ (M_r) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Pro vytvoření modelu dynamiky je klíčové, určit parametry jednotlivých konstrukčních uzlů, jmenovitě pak momenty setrvačnosti a torzní tuhost. Tyto parametry se převedou do

osy rotace motoru a vytvoří se pak dynamický řetězec, který je na obrázku (4.3). Momenty setrvačnosti jsou získány z 3D modelu sestavy a torzní tuhost může být u jednoduchým konstrukčních tvarů získána pomocí základních vztahů pružnosti pevnosti a u ozubení pomocí empirického vztahu.

Řemen Tuhost řemenu byla odhadnuta s předpokladem lineární tuhosti řemenu v pracovní oblasti. Pak podle rov. (4.5) kde $E = 7 \text{ GPa}$ je předpokládaný modul pružnosti řemenu v tahu, l délka natahované části a S průřez bez zubů.

$$k = \frac{E \cdot S}{l} \quad (4.5)$$

Dále je tato lineární tuhost převedena s předpokladem malých úhlových výchylek na torzní tuhost podle rov. (4.6), kde r je poloměr řemenice.

$$k_1 = k \cdot r^2 \quad (4.6)$$

Hřídelové části Odhad tuhosti byl proveden pomocí rov. 4.8 s uvažováním modulu pružnosti ve smyku pro ocel $G = 40 \cdot 10^9 \text{ Pa}$ a průřezových charakteristik J pro kruhový a mezikruhový průřez.

$$k = \frac{G \cdot J}{l} \quad (4.7)$$

Ozubení Výpočet střední tuhosti ozubení byl proveden pomocí empirického vzorce podle [7, str. 73], pro komplikovanost nebudeme dále rozvádět.

4.2 Stavový model dynamiky pohonné soustavy

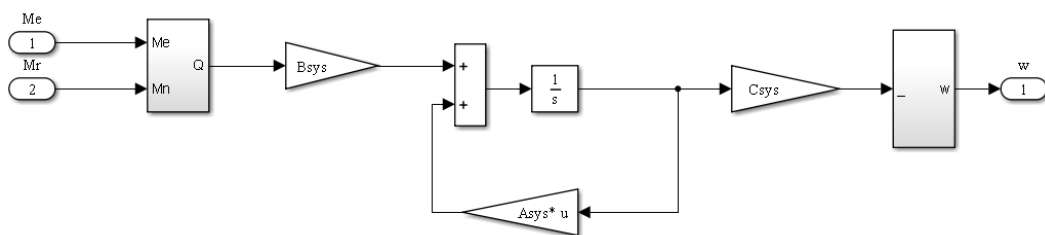
Pro snazší práci s MATLABem model převedeme do stavového systému a pomocí substituce snížíme řád diferenciální rovnice. Pak \mathbf{A}_{sys} představuje matici systému (\mathbf{E} je jednotková matice), \mathbf{B}_{sys} matici buzení, \mathbf{C}_{sys} matici „měřených“ výstupů, v našem případě nás zajímá úhlové natočení na motoru, které odpovídá 1. poloha vektoru, případně 8. poloha což představuje úhlovou rychlost na motoru, \mathbf{D}_{sys} matici přímých vstupů v našem případě 0 žádné přímé ovlivňování výstupních veličin není, získáme tak následující systém.

$$\dot{x} = \mathbf{A}_{sys}x + \mathbf{B}_{sys}u \quad (4.8)$$

$$y = \mathbf{C}_{sys}x + \mathbf{D}_{sys}u \quad (4.9)$$

$$\mathbf{A}_{sys} = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{E} \\ -\text{inv}(\mathbf{M}) \times \mathbf{K} & -\text{inv}(\mathbf{M}) \times \mathbf{B} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{sys} = \begin{bmatrix} 0 \\ \text{inv}(\mathbf{M}) \times \mathbf{1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_{sys} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

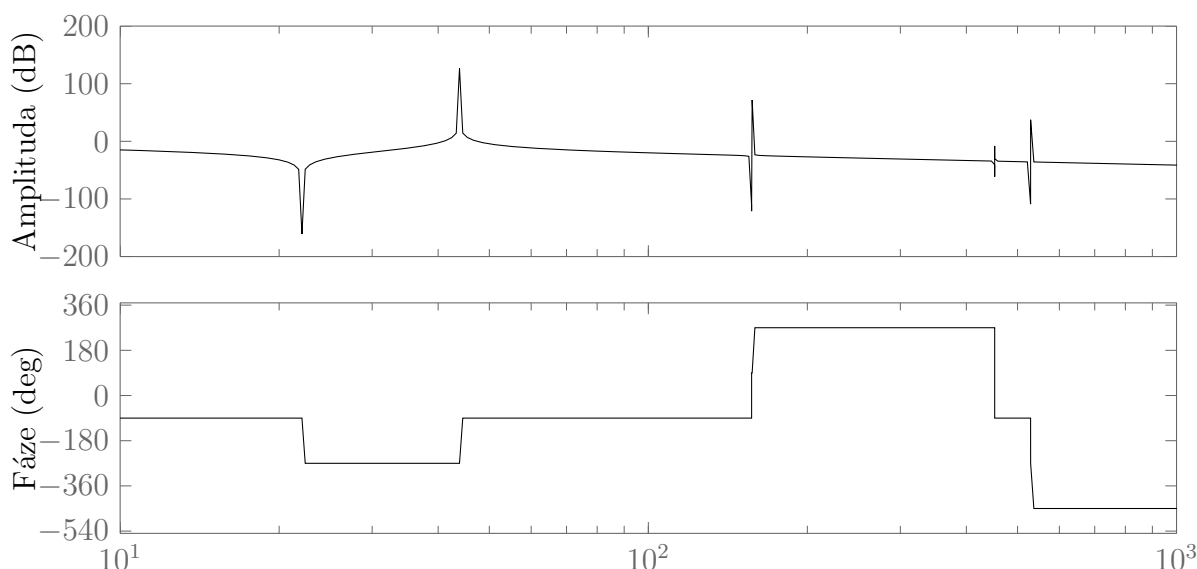
Na základě tohoto stavového modelu je sestaven model mechaniky v Simulinku (4.4). Tento model je rozšířen o převod skalárních veličin do vektorových. Převádí skalární hodnoty momentu motoru a zátěžného momentu do vektoru buzení. Na výstupu ze čtených vektorových veličin vytváří skalární hodnoty rychlosti na motoru a rychlost na předlohouvé hřídeli, která je volitelná.



Obr. 4.4: Stavový model mechaniky sestavený v simulinku

4.3 Přenos soustavy a výpočet vlastních frekvencí soustavy

Pomocí MATLABu lze snadno získat přenosy stavového modelu mechaniky příkazem `bodeplot`. Při získávání přenosů neuvažujeme tlumení, neboť při jeho uvažování je čitelná pouze první vlastní frekvence spolu s amplitudovým propadem.

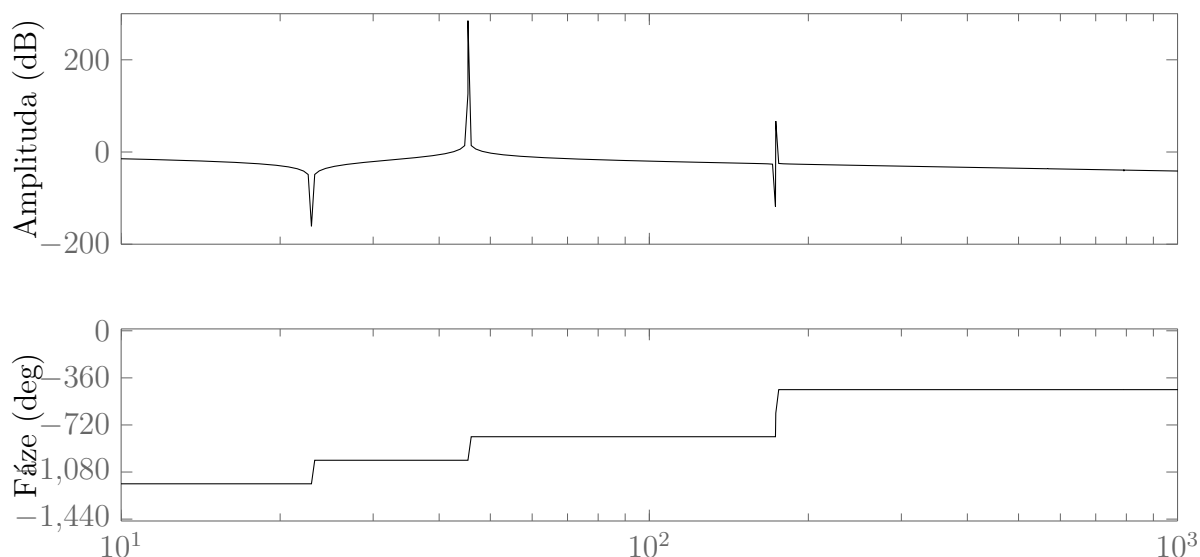


Obr. 4.5: Přenos netlumeného modelu 1. vřetene

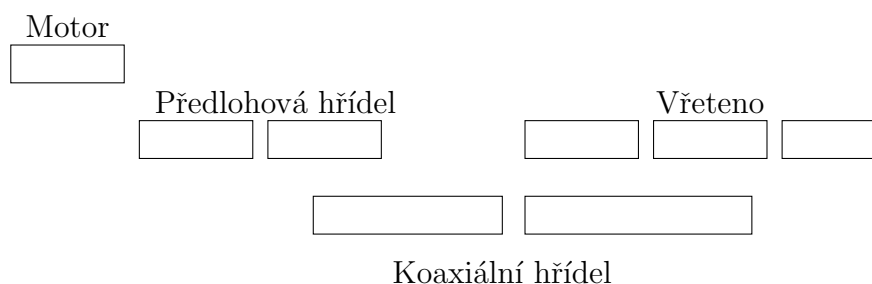
U tohoto modelu je teda třeba mít na paměti, že amplituda v rezonanci je nekonečná a konečná hodnota v grafu (4.5) je dána numerickým výpočtem.

Výhodou přenosu je důležitý údaj o poloze amplitudových propadů, které jsou z hlediska řízení nebezpečnější než vlastní frekvence, neboť na těchto frekvencích má řízená soustava tendence se rozkmitat. Nevýhodou je horší čitelnost a nepostřehnutí vyšších vlastních frekvencí, které ovšem na řízení nemají vliv.

Dále je třeba se zabývat výpočtem vlastních čísel a vlastních vektorů soustavy. Obzvláště vlastní vektory nám prozradí tvar kmitání soustavy polohu kmiten a uzlů. Všechny tyto výpočty provedeme podle rovnic (3.16 a 3.17). Získám tím i vlastní tvary soustav, které jsou důležité pro stanovení polohy uzlových bodů v soustavě. Na rozdíl od vlastních frekvencí se vlastní tvary jednotlivých soustav, především pak poloha uzlů, vzájemně neliší.

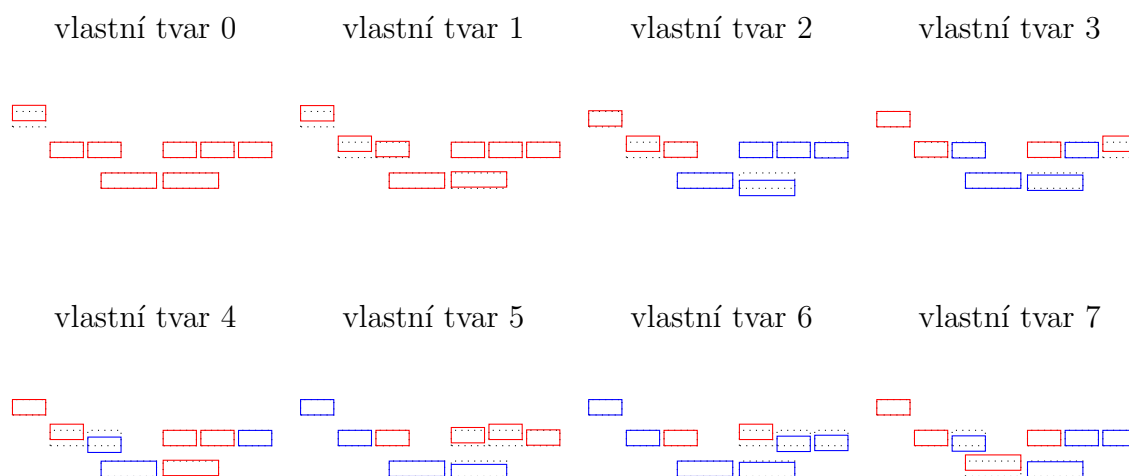


Obr. 4.6: Přenos netlumeného modelu 7. vřetene



Obr. 4.7: Základní rozložení stroje

Pro znázornění vlastních tvarů, se vlastní vektory převedou do grafické podoby. Na základní obrys mechanismu (tečkovaně) vykreslíme soustavu posunutou o hodnotu vlastního vektoru. Pro zvýraznění uzlů je navíc rozlišena fáze barevně. Přechod mezi barvami tak značí uzlový bod.



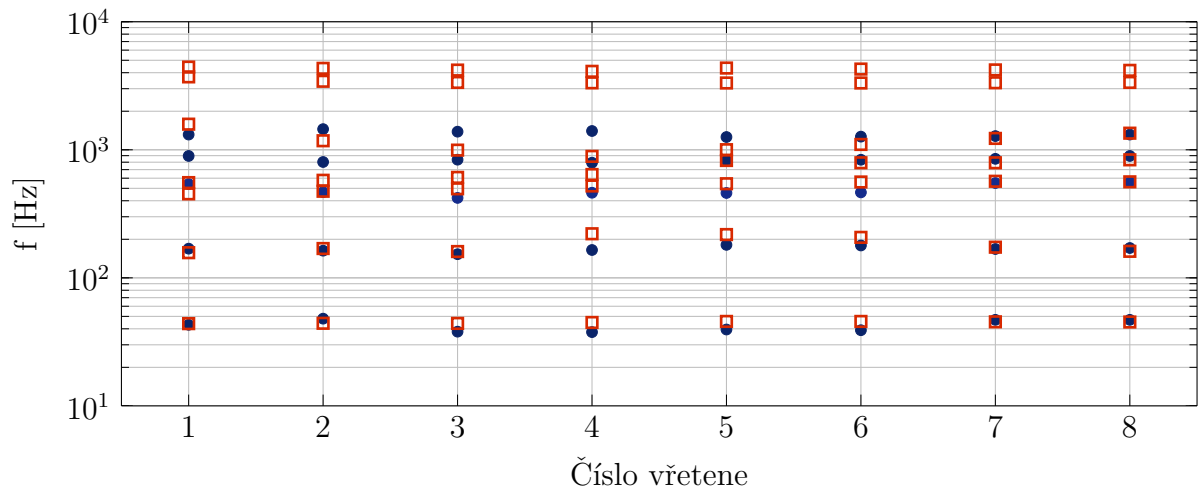
Obr. 4.8: Znázornění vlastních vektorů soustavy 1. vřetene

4.3.1 Měření přenosu mechanické soustavy a porovnání s modelem

Pro kontrolu odhadovaných parametrů bylo použito měření. Pomocí řídicí jednotky byly získány dva přenosy, jeden pro čistý přenos mechanické soustavy, ten je limitován do 250 Hz , druhý pro přenos rychlostní smyčky se zásahem regulátoru, při rychlosti $0,1\text{ ot/min}$.

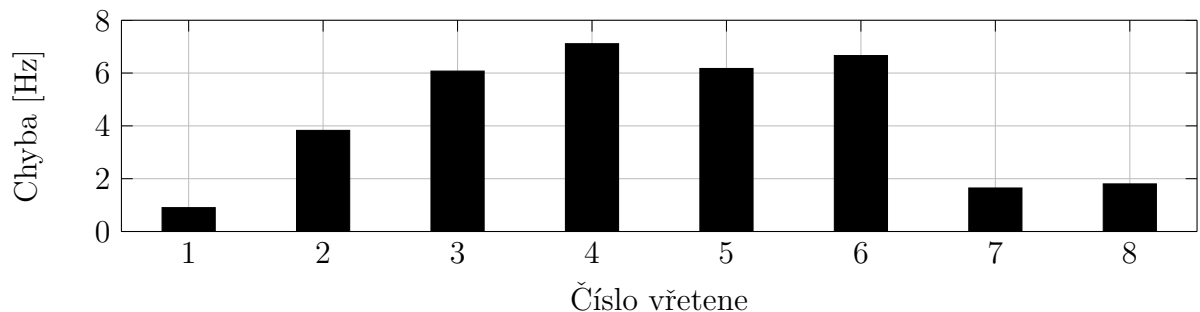
$$F = \frac{Y \text{ (enkodér na předlokové hřídeli)}}{U \text{ (enkodér na motoru)}} \quad (4.10)$$

$$F = \frac{Y \text{ (rychlost enkodér na předlokové hřídeli)}}{U \text{ (nastavení rychlosti)}} \quad (4.11)$$



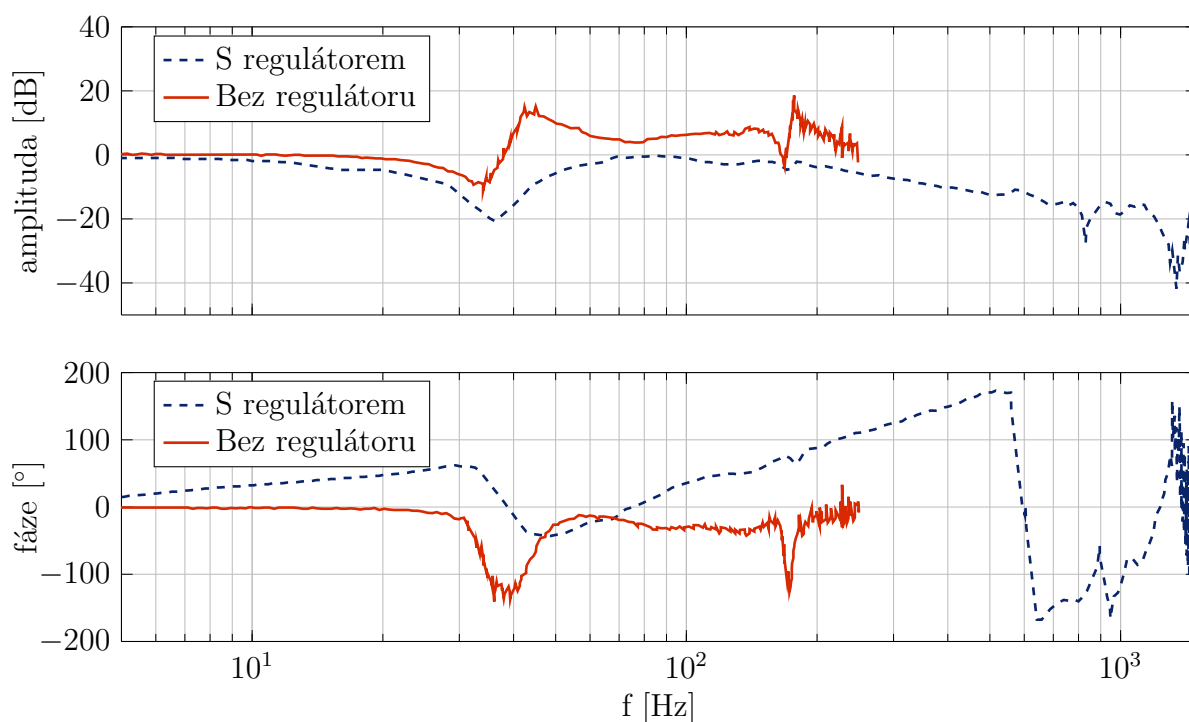
Obr. 4.9: Porovnání vlastních frekvencí z měření ● a odhadem modelu □

Na obrázku (4.11) je porovnání měření přenosu mechanické soustavy u měření s regulátorem a bez něj, je možné vidět méně ostré přechody fází. V rámci měření byly změřeny přechody všech vřeten stroje a zpracovány do grafu (4.9), který srovnává polohy měřených vlastních frekvencí a odhadované frekvence s modelem.

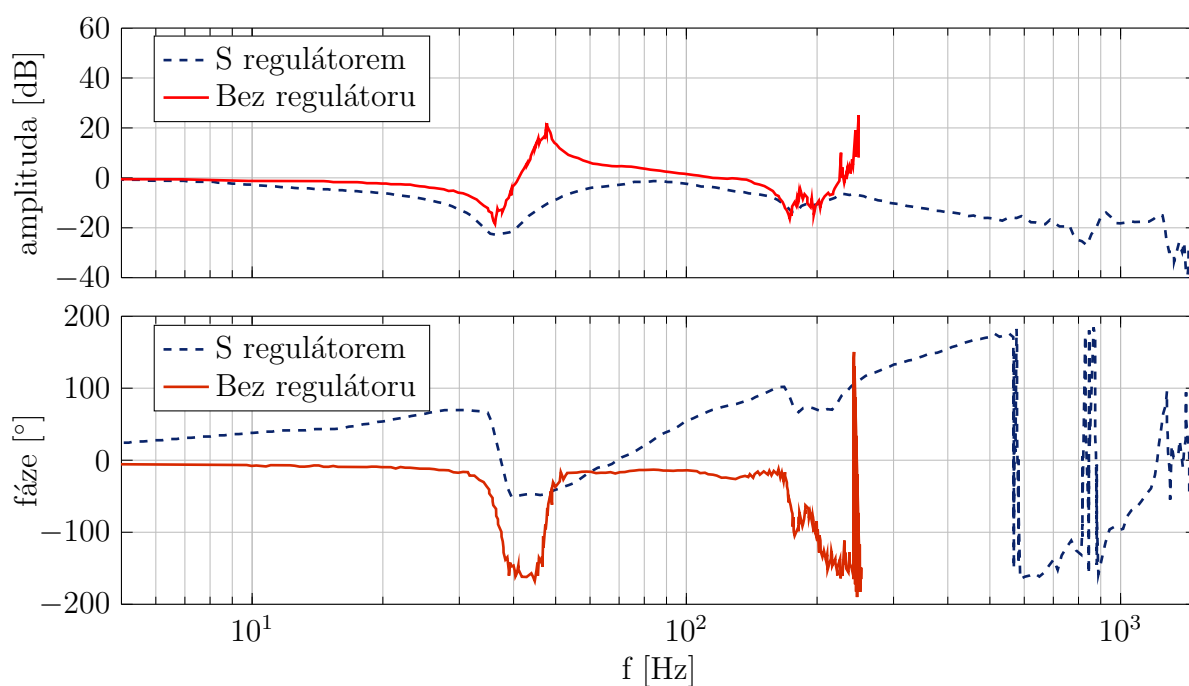


Obr. 4.10: Chyba odhadu 1. vlastní reakvence

V tomto grafu je patrná závislost, mezi velikostí chyby odhadované frekvence a číslem soustavy. Je tedy patrné, že se do torzních vlastností projevuje i ohybová tuhost předlokové hřídele. U soustav 1 a 8, kdy se jedná o soustavy s ložiskem v blízkosti ozubení na předlokové hřídeli je odchylka mezi měřením a modelem malá, se zvětšující se vzdáleností narůstá i chyba odhadu. Z obrázku (4.10) je patrný kvadratický průběh chyby.



Obr. 4.11: Měření přenosu amplitudy a fáze dynamických vlastností prvního vřetene



Obr. 4.12: Měření přenosu amplitudy a fáze dynamických vlastností sedmého vřetene

Mezi přenosem prvního a sedmého vřetene je vidět především široké roztažení a zvlnění v oblasti druhé vlastní frekvence podobné projevy lze pozorovat i u ostatních přenosů. Jedná se pravděpodobně o projevy vůle v ozubení, neboť jak je vidět z vykreslení vlastních tvarů (4.8), nachází se uzlový bod při druhé vlastní frekvenci v ozubení. Dochází tak k potkávání se soustav s rozdílnou fází v ozubení, což má v závislosti na počátečních podmínkách (rychlost, přenášený výkon), změny charakteru kmitání.

4.4 Citlivostní analýza

Pro posouzení vlivů jednotlivých vstupních parametrů slouží citlivostní analýza.[8]

$$\frac{\partial \lambda_i}{\partial p_j} = v^T \left(\frac{\partial \mathbf{K}}{\partial p_j} - \lambda \frac{\partial \mathbf{M}}{\partial p_j} \right) v \quad i = 1, 2 \dots n \quad j = 1, 2 \dots s_p \quad (4.12)$$

Rovnice (4.12) vyjadřuje citlivost vlastního čísla $\lambda_i = \Omega^2$ na změnu ladícího parametru p_j , v je vektor vlastních tvarů. Uspořádáním získáme citlivostní matici (4.13).

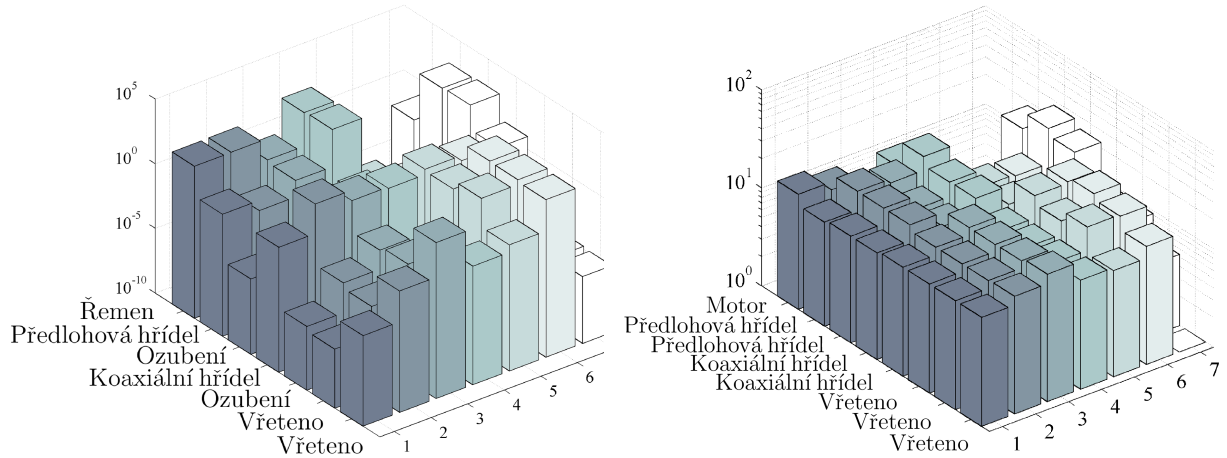
$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} * & * & * \\ * & \frac{\partial \lambda_i}{\partial p_j} & * \\ * & * & * \\ * & * & * \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Pro citlivostní analýzu potřebujeme znát matici vlastních frekvencí Ω a vlastních vektorů, ty získáme:

$$[\mathbf{U}, \mathbf{d}] = \text{eig}(\mathbf{K}, \mathbf{M});$$

Kde je \mathbf{d} diagonální matice představující Ω^2 a \mathbf{U} je matice vlastních vektorů kde jednotlivé sloupce představují vlastní vektory v .

Dále podle vzorce (4.12) dopočítáme jednotlivé parametry a sestavíme matici citlivosti \mathbf{L} kde jednotlivé sloupce představují vliv na i . vlastní číslo a řádky j . parametr kde prvních 8 parametrů představuje tuhost a dalších 8 momenty setrvačnosti. Ze zob-



(a) Citlivost na změnu tuhostu

(b) Citlivost na změnu momentu setrvačnosti

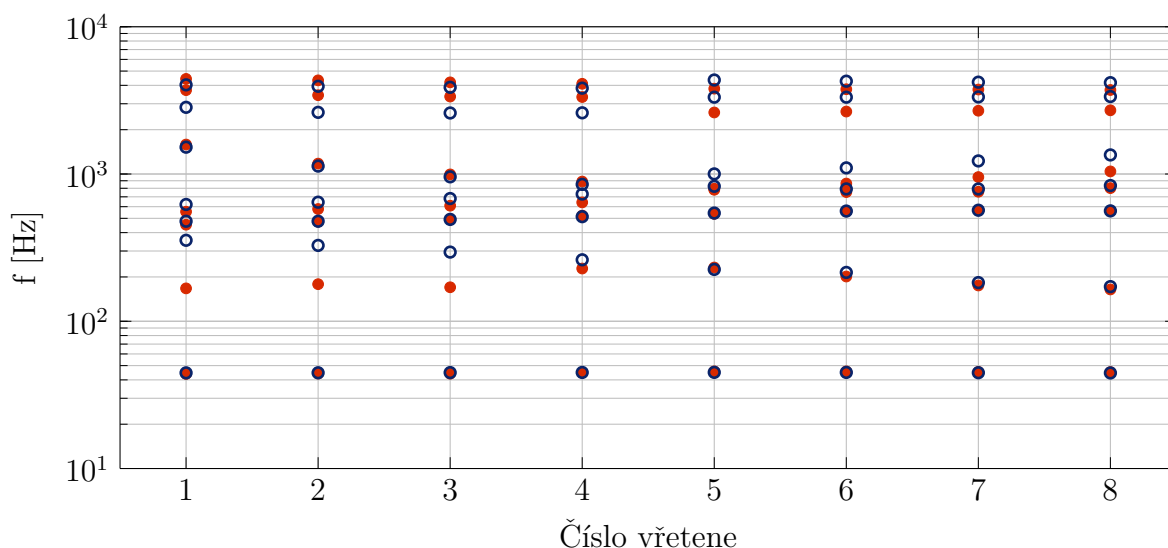
Obr. 4.13: Vizualizace citlivostní matice analýzy TMZ 842 sestavy prvního vřetena tuhosti a momentu setrvačnosti

razení¹ citlivostní analýzy na obrázku (4.13) je vidět vliv jednotlivých komponent na vlastní frekvence stroje zobrazení se pro jednotlivé soustavy neliší. Nejvýznamnější vliv na první vlastní frekvenci má tuhost řemene a moment setrvačnosti motoru. U druhé vlastní frekvence je nejvýznamnější z tuhostí opět tuhost řemene a současně tuhost koaxiálního hřídele, z momentů pak moment setrvačnosti.

¹V citlivostní matici je v záporných jednotkách neboť má opačný charakter jak tuhost, pro zobrazení je převeden do absolutní hodnoty.

4.5 Porovnání modelu původního stroje se strojem po sjednocení momentů setrvačnosti

Bakalářská práce [6] se zabývala sjednocováním momentu setrvačnosti, ty však měli za následek i změny dynamických vlastností. Na obrázku (4.14) je vidět dopad úprav na změnu jednotlivých vlastních frekvencí. Úběry materiálů s cílem sjednotit vlastní frekvence stroje vedly i ke snížení druhé vlastní frekvence, především se to týká u soustav s nižším číslem, kde byly nejvyšší vybrání na koaxiálních hřídelích. Úpravami došlo ke vzájemnému přiblížení druhých vlastních frekvencí, u vyšších frekvencí není změna tak výrazná.



Obr. 4.14: Porovnání vlastních frekvencí původního provedení stroje \circ se stávajícím provedením mechanismu \bullet

4.6 Modelování asynchronního motoru s vektorovým řízením

Pro posouzení vlivu řízení na vlastnosti dynamické soustavy byl sestaven model indukčního stroje se základním vektorovým řízením na rotorový tok. Tento model bude sloužit k porovnání vlastností rozličných dynamických soustav s jednotným naladěním parametrů řízení. Rovnice asynchronního motoru a transformace souřadných systémů jsou provedeny podle učebního textu [9].

4.6.1 Transformace souřadných systémů

Základním cílem transformace souřadných systémů je usnadnění řešení problému, jeho převedení do systému, kde je problém lépe řešitelný. Při modelování asynchronních motorů se používají dvě základní transformace

Clarkové transformace převádí přirozené souřadnice a , b , c , s fázovým posunem 120° , do souřadnicového systému α , β , 0 v komplexní rovině s fázovým posunem 90° , kde pro symetrický stroj odpadá složka 0 tedy rovnice (4.16) dále již nebude uvažována. Výhodou je tedy snížení počtu rovnic a možnost použití komplexní roviny. Tyto vlastnosti umožňují vytvořit kompaktní matematický model asynchronního motoru.

Clarkové transformace $(abc) \rightarrow (\alpha\beta 0)$

$$u_\alpha = \frac{1}{3}(2u_a - u_b - u_c) \quad (4.14)$$

$$u_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(u_b - u_c) \quad (4.15)$$

$$u_0 = \frac{1}{3}(u_a + u_b + u_c) \quad (4.16)$$

Zpětná Clarkové transformace $(\alpha\beta) \rightarrow (abc)$

$$u_a = i_\alpha \quad (4.17)$$

$$u_b = -\frac{1}{2}u_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}u_\beta \quad (4.18)$$

$$u_c = -\frac{1}{2}u_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}u_\beta \quad (4.19)$$

Parkova transformace převádí α, β do rotujícího souřadného systému dq , v němž jsou napětí konstantní. Tato transformace je důležitá pro vektorové řízení, neboť je založeno na nulové q složce spřaženého magnetického toku (viz dále).

Parkova transformace $(\alpha\beta) \rightarrow (dq)$

$$u_d = u_\alpha \cos(\vartheta) + u_\beta \sin(\vartheta) \quad (4.20)$$

$$u_q = -u_\alpha \sin(\vartheta) + u_\beta \cos(\vartheta) \quad (4.21)$$

Zpětná Parkova transformace $(dq) \rightarrow (\alpha\beta)$

$$u_\alpha = u_d \cos(\vartheta) - u_q \sin(\vartheta) \quad (4.22)$$

$$u_\beta = u_d \sin(\vartheta) + u_q \cos(\vartheta) \quad (4.23)$$

4.6.2 Rovnice asynchronního motoru v $\alpha \beta$

Model sestavíme v α, β transformovaných souřadnicích pro stator, kde jsou souřadné osy spojené se statorem, pak statorové elektrické otáčky $\omega_k = 0$, pak dostáváme pro stator rovnice:

$$\overline{u_s} = R_s \overline{i_s} + \frac{d\overline{\psi_s}}{dt} + j\omega_k \overline{\psi_s} \quad (4.24)$$

$$\overline{\psi_s} = L_s \overline{i_s} + L_h \overline{i_r} \quad (4.25)$$

Kde $j = \sqrt{-1}$ představuje imaginární jednotku, čára nad symbolem značí komplexní číslo např. $\overline{u_s} = u_\alpha + ju_\beta$, L_s je statorová indukčnost, L_h vzájemná indukčnost, R_s odpor statoru a ψ_s je spřažený magnetický indukční tok. Podobné jsou rovnice pro rotor, kde dojde k záměně indexu r a s . Přibývá navíc ω_e , což jsou elektrické otáčky rotoru:

$$\overline{u_r} = R_r \overline{i_r} + \frac{d\overline{\psi_r}}{dt} + j(\omega_k - \omega_e) \overline{\psi_r} \quad (4.26)$$

$$\overline{\psi_r} = L_r \overline{i_r} + L_h \overline{i_s} \quad (4.27)$$

Moment asynchronního stroje M_e popisuje rovnice (4.28), kde Im představuje imaginární část a $\overline{\psi_s}^*$ komplexní sružení s $\overline{\psi_s}$. Mechanické rovnice jsou popsány stavovým popisem, maticemi \mathbf{A}_{sys} , \mathbf{B}_{sys} , \mathbf{C}_{sys} viz výše. Vztah mezi mechanickými otáčkami a elektrickými je dán rovnicí (4.29).

$$M_e = \frac{2}{3} Im(\overline{\psi_s}^* i_s) \quad (4.28)$$

$$\omega_e = p_p \cdot \omega_m \quad (4.29)$$

4.6.3 Modelu asynchronního motoru v simulinku

Pro simulaci motoru v Simulinku jsou rovnice (4.24 - 4.29) upraveny následujícím způsobem. Dosazením rovnice 4.25 do rovnice 4.24 dostáváme rovnici pro satorové napětí ve tvaru:

$$\overline{u_s} = R_s \overline{i_s} + \frac{d}{dt}(L_s \overline{i_s} + L_h \overline{i_r}) \quad (4.30)$$

Zde dosadíme $\overline{i_r}$ vyjádřené z rovnice (4.27) a dostáváme tvar:

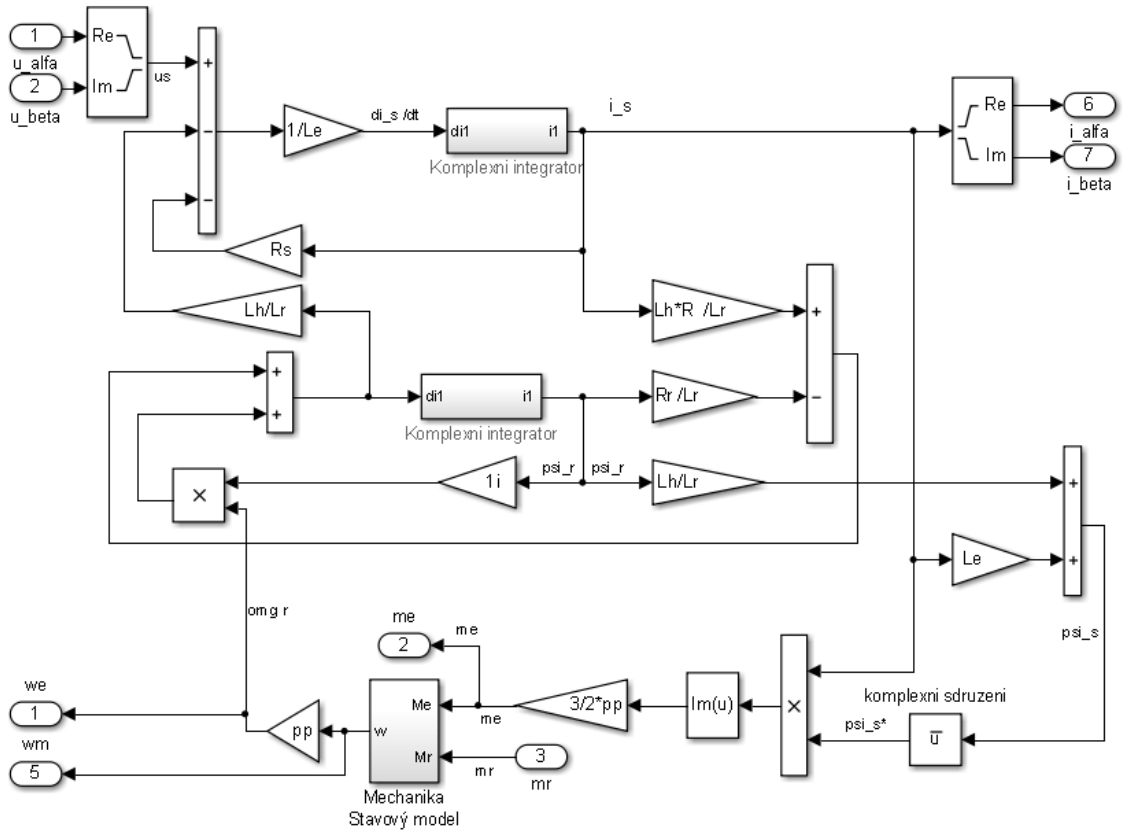
$$\overline{u_s} = R_s \overline{i_s} + \frac{d}{dt}(L_s \overline{i_s} + \frac{L_h \overline{\psi_r}}{L_r} - \frac{L_h^2 \overline{i_s}}{L_r}) \quad (4.31)$$

Následně je zavedena substituce $L_e = L_s - \frac{L_h^2}{L_r}$ a vyjádřen vztah (4.32) ze kterého je získán satorový proud.

$$\frac{d\overline{i_s}}{dt} = \frac{1}{L_e}(\overline{u_s} - R_s \overline{i_s} - \frac{L_h}{L_r} \frac{d\overline{\psi_r}}{dt}) \quad (4.32)$$

Do rovnice pro rotorové namětí (4.26) dosadíme vztah pro rotorový proud, $\overline{i_r}$, vyjádřený z rovnice (4.27). Pak s předpokladem $\overline{u_r} = 0$ vyjádříme derivaci pro rotorový sdružený magnetický indukční tok:

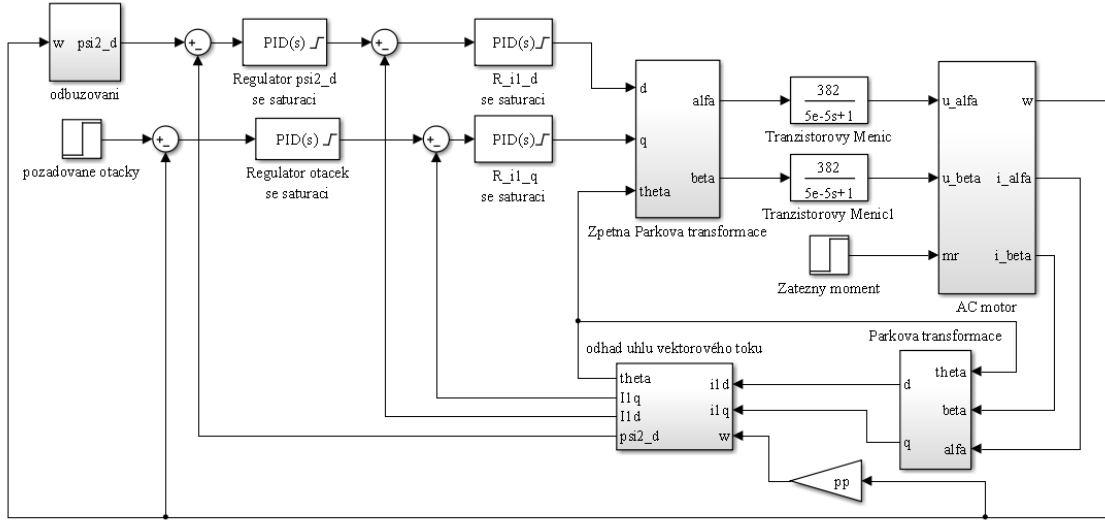
$$\frac{d\overline{\psi_r}}{dt} = -R_r(\frac{\overline{\psi_r}}{L_r} - \frac{L_h \overline{i_s}}{L_r}) + j\omega_e \overline{\psi_r} \quad (4.33)$$



Obr. 4.15: Model asynchronního motoru v Simulinku

4.6.4 Vektorové řízení na rotorový tok

Pro posouzení vlivu řízení na vlastnosti dynamické soustavy byl sestaven model indukčního stroje se základním vektorovým řízením na rotorový tok. Tento model bude sloužit k porovnání vlastností rozličných dynamických soustav s jednotným naladěním parametrů řízení [10].

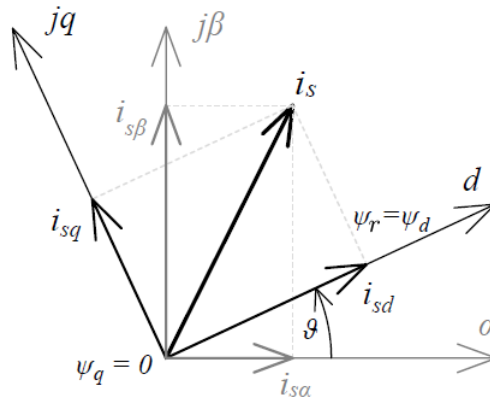


Obr. 4.16: Struktura modelu v Simulinku vektorového řízení na rotorový tok

Je třeba poznamenat že vektorové řízení je založeno na rovnicích pro asynchronní stroj v dq souřadnicích kde $\omega_k = \omega_s$. Pak v tomto prostoru máme vztah mezi statorovou, rotorovou úhlovou rychlostí a elektrickou dán následujícím vztahem (4.34). Nelze tedy přímo vycházet z rovnic, které byly použity pro vytvoření předchozího modelu. Rozdíl mezi dq a $\alpha\beta$ je zřejmý i z obrázku (4.17).

$$\omega_r = \omega_s - \omega_e \quad (4.34)$$

Základním principem vektorového řízení je maximalizace elektrického momentu, toho se docílí splní-li se podmínka $\psi_{rq} = 0$.



Obr. 4.17: Schéma vektorového řízení v $\alpha\beta$ a v dq souřadnicích [11]

Dosadíme-li ji do rovnice pro rotorový tok (4.35), napsanou ve složkovém tvaru, do-

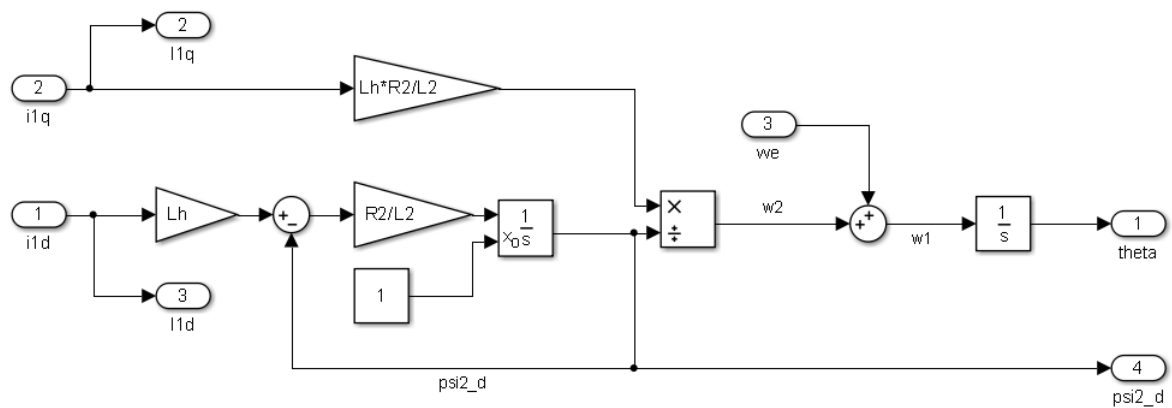
staneme rovnici (4.36).

$$\frac{d\psi_{rq}}{dt} = -R_r \frac{L_h \psi_{rq}}{L_r} + R_r \frac{L_h i_{sq}}{L_r} - (\omega_s - \omega_e) \psi_{rd} \quad (4.35)$$

$$\frac{d\psi_{rq}}{dt} = 0 = R_r \frac{L_h i_{sq}}{L_r} - (\omega_s - \omega_e) \psi_{rd} \Rightarrow \omega_r = R_r \frac{L_h i_{sq}}{L_r \psi_{rd}} \quad (4.36)$$

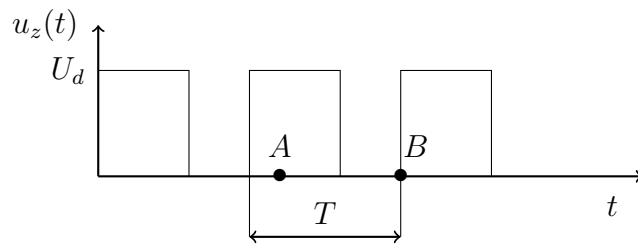
Podmínku $\psi_{rq} = 0$ dosadíme i do rovnice pro spřažený magnetický tok v ose d (4.37), tyto dvě rovnice (4.37-4.36) dávají vše potřebné pro odhad úhlu vektoru magnetického toku ϑ_k , který je klíčovým prvkem pro vektorové řízení.

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = -R_r \frac{L_h \psi_{rd}}{L_r} + R_r \frac{L_h i_{sd}}{L_r} + \underbrace{\omega_r \psi_{rq}}_0 \quad (4.37)$$



Obr. 4.18: Odhad úhlu natočení vektorového toku

Dále do modelu zahrneme tranzistorový měnič se šířkovou pulzní modulací - PWM. Na obrázku (4.19) je vidět že se PWM chová jako dopravní zpoždění v řízení, pokud totiž budeme chtít v bodě A změnit úroveň musíme počkat až na konec periody T do bodu B.



Obr. 4.19: PWM jako dopravní zpoždění

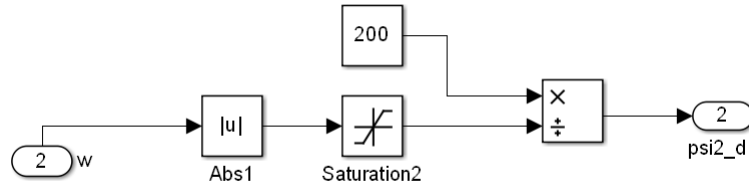
Přenosová funkce tedy měla mít tvar dopravního zpoždění:

$$F_{TM} = K_m e^{-\frac{T_m}{2}p} \quad (4.38)$$

Jelikož se ovšem s dopravním zpožděním špatně pracuje nahrazuje se přenosovou funkcí prvního řádu ve tvaru:

$$F_{TM} = \frac{K_m}{T_m p + 1} \quad (4.39)$$

Bločky Parkova transformace a zpětná Parkova transformace odpovídají rovnicím (4.20 - 4.23), jde čistě o transformaci souřadných systémů. Posledním bločkem je odbuzování, tento bloček je nutný pro otáčky vyšší, než jsou jmenovité otáčky stroje. Další zvyšování otáček umožňuje snižováním požadovaného magnetického toku.



Obr. 4.20: Vnitřní schéma odbuzování

Výstupní hodnota magnetického toku je dána poměrem otáček se sníženými jmenovitými otáčkami. Snížení je nutné, aby bylo snižování magnetického toku dostatečně rychlé. Saturace před vstupem omezuje minimální hodnotu rychlosti.

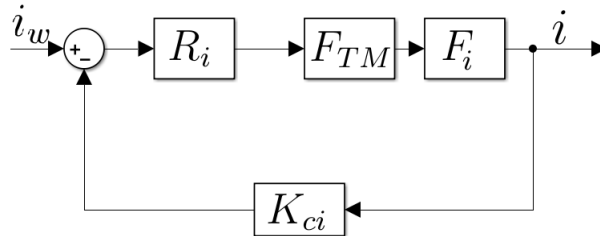
4.7 Návrh regulátorů

Nyní zbývá nastavit PI regulátory, použijeme nastavení pomocí symetrického optima a optimálního modulu. Je tedy potřeba popsat model pomocí přenosových funkcí. Nastavení regulátorů pro vektorové řízení je provedeno pomocí stavového řízení podle *Teorie řízení* [12]. Obdobné nastavení regulátoru pro vektorové řízení je například v diplomové práci [11].

U všech použitých regulátorů je ošetřena saturace výstupní hodnoty, u regulátorů úhlové rychlosti a magnetického toku ψ_{rd} je saturace nastavena na jmenovitý proud, u proudových regulací je výstup omezen na rozmezí ± 1 . Současně je omezena kumulace integrační chyb.

4.7.1 Regulátor proudu

Začíná se s nejnižší vrstvou kaskádní regulace tedy s regulací proudu, její schéma je na obrázku (4.21), kde F_i představuje proudový přenos motoru, F_{TM} přenos tranzistorového měniče, R_i představuje navrhovaný regulátor a K_{ci} je zesílení proudového čidla.



Obr. 4.21: Schéma regulace proudu

Proudový přenos motoru vychází z napěťové rovnice (4.40), kde L' představuje substituci za $\frac{L_s L_r - L_h^2}{L_r}$ a R_e substituci za $R_s + R_r \frac{L_h}{L_r}$.

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{L'} (u_{sd} - R_e i_{sd} + R_r \frac{L_h}{L_r} \psi_{rd}) + \omega_s i_{sq} \quad (4.40)$$

Dále uvažujeme pro návrh proudového regulátoru nulové otáčky motoru, zanedbáme tak několik členů rovnice a převedeme jí pomocí Laplaceovi transformace do tvaru:

$$L'p i_{sd} = u_{sd} - R_e i_{sd} \quad (4.41)$$

Zde již snadno vyjádříme přenosovou funkci (4.42), časovou konstantu τ pak představuje $\frac{L'}{R_e}$.

$$F_i(p) = \frac{I_{sd}}{U_{sd}} = \frac{1}{L'p + R_e} = \frac{\frac{1}{R_e}}{\frac{L'}{R_e}p + 1} \quad (4.42)$$

Zesílení proudového čidla uvažujeme za jednotkové, pak je ho přenos je též jednotkový (4.43).

$$F_{Kci} = 1 \quad (4.43)$$

Přenos frekvenčního měniče (4.39) byl již popsán v předchozí kapitole, čili máme vše potřebné pro sestavení přenosu celkové soustavy (4.44).

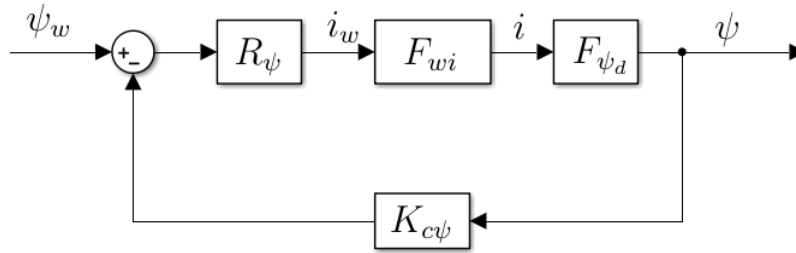
$$F = F_i F_{Kci} F_{TM} = \frac{497}{(5.62 \cdot 10^{-3}p + 1)(5 \cdot 10^{-5}p + 1)} \quad (4.44)$$

Pak pomocí optimálního modulu navrhne regulátor R_i , zvolíme $\tau_\sigma = \tau_{TM}$, pak dostáváme regulátor typu PI, který použijeme pro regulaci i_d i i_q .

$$R_i = \frac{1}{2\tau_\sigma p(\tau_\sigma p + 1)} \frac{(5.62 \cdot 10^{-3}p + 1)(5 \cdot 10^{-5}p + 1)}{497} = \frac{(5.62 \cdot 10^{-3}p + 1)}{4.97 \cdot 10^{-2}p} \quad (4.45)$$

4.7.2 Regulátor spřaženého magnetického toku ψ_{rd}

Dále je navržen regulátor magnetického toku, postup je obdobný návrhu regulátoru proudu, je sestaveno regulační schéma (4.22), vypočítán celkový přenos soustavy a navržen regulátor.



Obr. 4.22: Schéma regulace magnetického toku

U odhadu magnetického toku je opět předpokládáno jednotkové zesílení $K_{c\psi} = 1$. Rovnice (4.37) je upravena do tvaru:

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{R_r}{L_r}(-\psi_{rd} + L_h i_{sd}) \quad (4.46)$$

Z tohoto tvaru je již snadné po Laplaceově transformaci získat přenosovou funkci:

$$F_{\psi_d} = \frac{\psi_{rd}}{i_{sd}} = \frac{L_h}{\frac{L_r}{R_r}p + 1} \quad (4.47)$$

Proudový přenos po regulaci je nahrazen setrvačným členem, kde $\tau_\sigma = \tau_{TM}$ a K_{ci} představuje zesílení proudového čidla.

$$F_{wi} = \frac{\frac{1}{K_{ci}}}{2\tau_\sigma p + 1} \quad (4.48)$$

Ted' zbývá získat celkový přenos soustavy roznásobením jednotlivých přenosů:

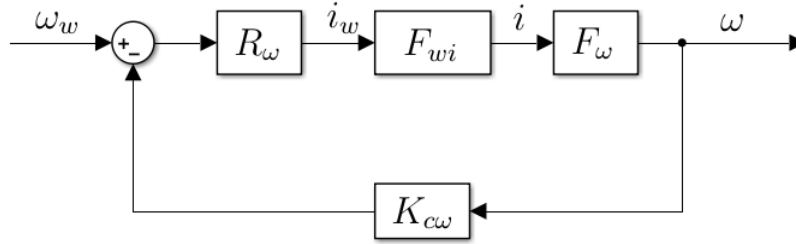
$$F_{s\psi} = F_{wi} F_{\psi_d} F_{Kc\psi} = \frac{1}{2(5 \cdot 10^{-5})p + 1} \frac{4,58 \cdot 10^{-2}}{9,98 \cdot 10^{-2}p + 1} \quad (4.49)$$

Obdobně jako u proudového regulátoru použijeme optimální modul a opět dostáváme regulátor typu PI:

$$R_{\psi_d} = \frac{1}{2\tau_\sigma p(\tau_\sigma p + 1)} \frac{(1 \cdot 10^{-4}p + 1)(9,98 \cdot 10^{-2}p + 1)}{4,58 \cdot 10^{-2}} = \frac{9,98 \cdot 10^{-2}p + 1}{9,16 \cdot 10^{-6}p} \quad (4.50)$$

4.7.3 Regulátor otáček

Analogicky postupujeme u otáčkové regulace. Při jejím návrhu uvažujeme nepoddajnou soustavu o momentu setrvačnosti J , který představuje součet prvků momentů setrvačnosti celé zátěže.



Obr. 4.23: Schéma otáčkové regulace

Upravíme mechanickou rovnici pro asynchronní motor, do níž nezahrneme zátěžný moment, ten uvažujeme jako poruchovou hodnotu, dostaneme tak:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p_p}{J} \left(\frac{3}{2} \frac{L_h}{L_r} \psi_{rd} i_{sq} \right) \quad (4.51)$$

Po Laplaceově transformaci získáme zjednodušený přenos soustavy, ten ovšem nezahrnuje poddajnost mechanické soustavy. Uvažujeme magnetický tok $\psi_{rd} = 1$:

$$F_\omega = \frac{\omega}{i_{sq}} = \frac{1}{p} \frac{p_p}{J} \left(\frac{3}{2} \frac{L_h}{L_r} \psi_{rd} \right) = \frac{39,02}{p} \quad (4.52)$$

Požijeme zjednodušený přenos proudu (4.48) z předešlé části, opět uvažujeme zesílení otáčkového odhadu jako jednotkové. Získáme tedy celkový přenos úhlové rychlosti soustavy:

$$F_{s\omega} = F_\omega F_{wi} F_{Kc\omega} = \frac{1}{2(5 \cdot 10^{-5})p + 1} \frac{39,02}{p} = \frac{39,02}{p(1 \cdot 10^{-4}p + 1)} \quad (4.53)$$

Je zřejmé, že soustava má integrační charakter, proto pro návrh regulátoru zvolíme symetrické optimum. Výsledný regulátor je opět typu PI:

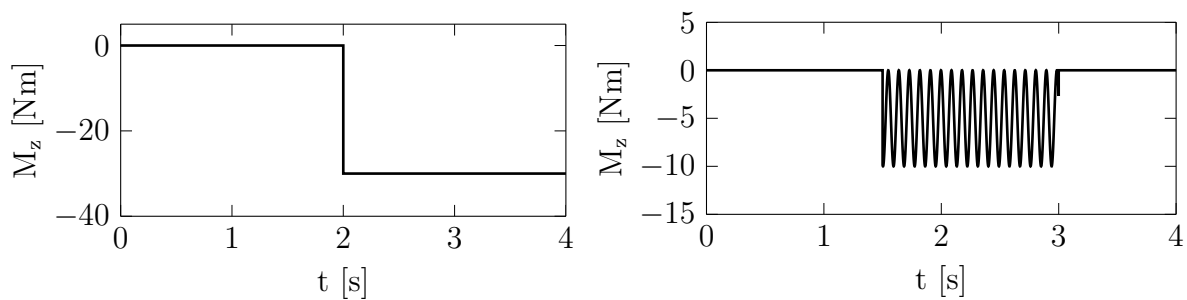
$$R_\omega = \frac{4\tau_\sigma p + 1}{8\tau_\sigma^2 p^2(\tau_\sigma p + 1)} \frac{p(1 \cdot 10^{-4}p + 1)}{39,02} = \frac{4 \cdot 10^{-4}p + 1}{3,122 \cdot 10^{-6}p} \quad (4.54)$$

4.7.4 Kvalita regulace v závislosti na testovacích kritériích

Pro stanovení kvality regulace, byla použita střední kvadratická odchylka (MSE), vyhodnocovaná byla požadovaná hodnota vůči otáčkám na druhém prvku soustavy (odpovídá enkodéru na předlohové hřídeli). K posouzení byly stanoveny následující dvě testovací kritéria²:

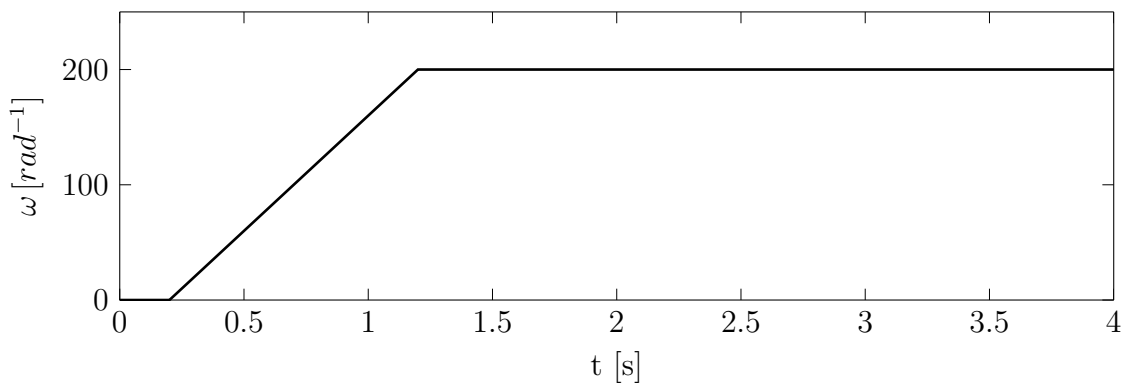
- Skoková zátěž na úrovni 90 % maximální zátěže
- Periodická zátěž na úrovni 30 % maximální zátěže

Frekvence periodické zátěže byla zvolena na 23 Hz , což představuje frekvenci na níž má soustavu tendenci se vůči motoru samovolně rozkmitat.



Obr. 4.24: Zátěžný moment

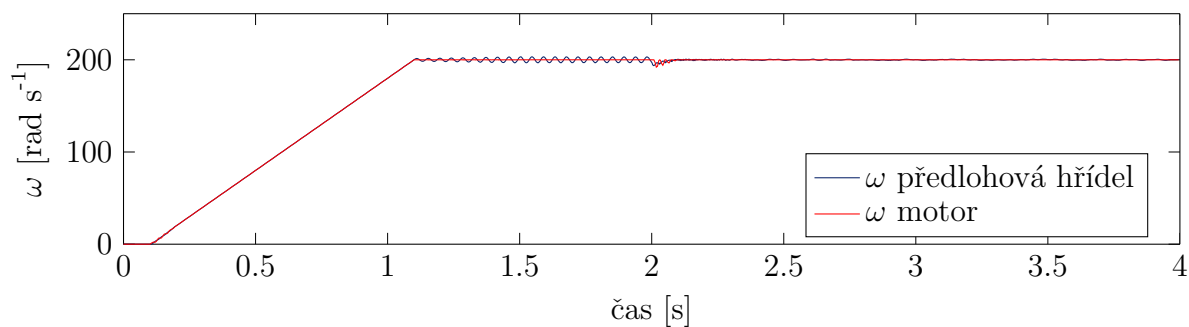
Vždy se jednalo o řízení na požadovanou hodnotu otáček s náběžnou rampou. Rampa byla zvolena, aby se odstraněním velké kumulované chyby při skokovém požadavku otáček zvýšila citlivost MSE.



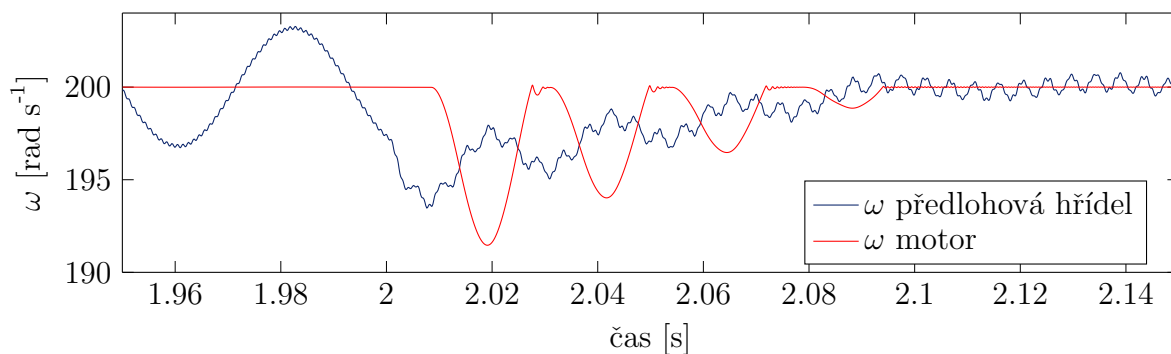
Obr. 4.25: Požadované otáčky

Jak se ukazuje ze simulací stavové nastavení regulátorů není pro soustavu příliš vhodné. Otáčky motoru sice prakticky kopírují požadované otáčky ovšem zbytek soustavy kmitá okolo požadovaných otáček na 1. frekvenčním propadu soustavy. Zátěžný moment regulaci prospívá, neboť soustavu přeladuje na vyšší frekvence, čímž se zvyšuje frekvence na níž soustava kmitá a tak současně klesá amplituda rozkmitu, a to i při periodické zátěži. Toto je možné pozorovat na obrázku (4.26) a (4.27).

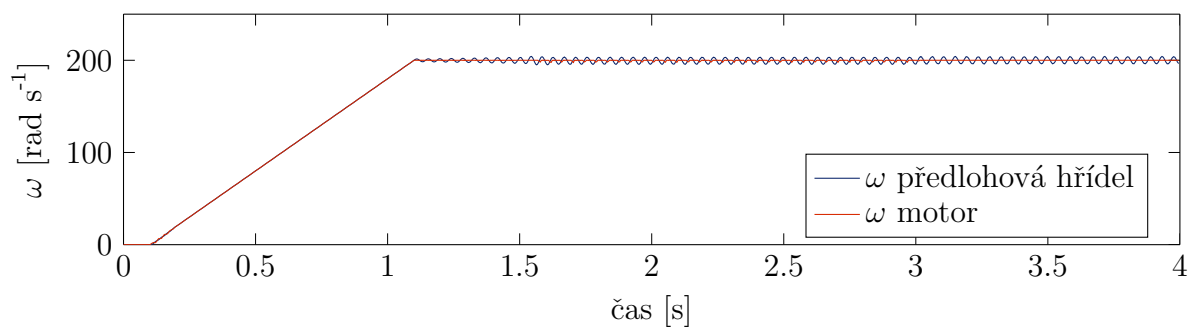
²V prvním návrhu testovacích kritériích byly zahrnuty i požadované otáčky nad úroveň jmenovitých, ovšem z důvodu pomalejší regulace docházelo ke kumulaci chyby a tím i snižování citlivosti, proto byla regulace testována jen do jmenovitých otáček.



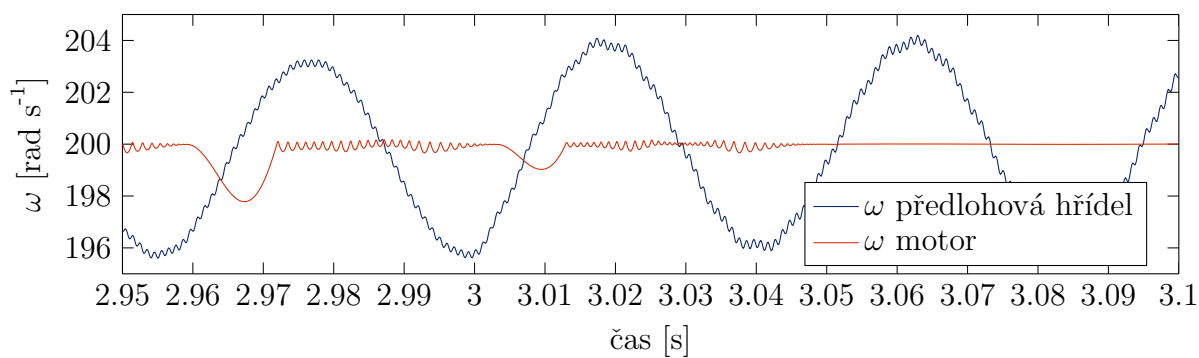
Obr. 4.26: Průběh rychlosti první testovací kritérium



Obr. 4.27: Průběh rychlosti po skoku zátěžného momentu



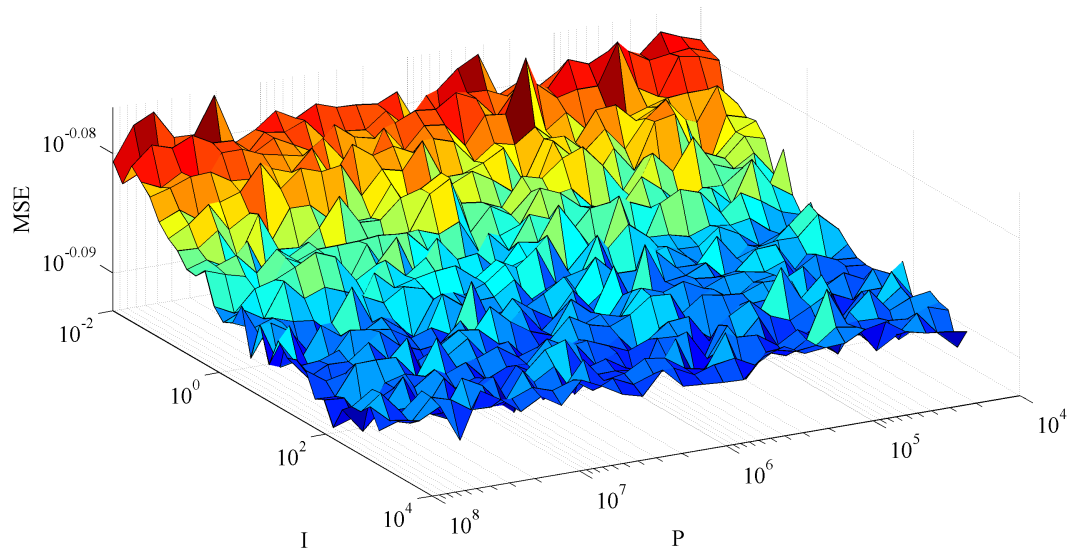
Obr. 4.28: Průběh rychlosti pro cyklickou zátěž



Obr. 4.29: Detail průběhu rychlosti při ukončení cyklické zátěže

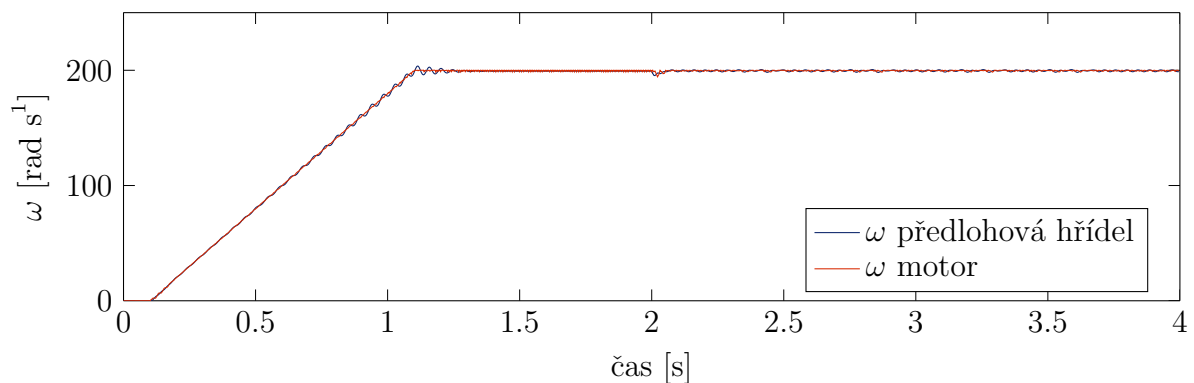
4.7.5 Ladění PI regulátoru rychlosti pomocí minimalizace MSE

Ukazuje se, že rychlostní regulátor nalažený podle stavového řízení není pro poddajnou soustavu vhodný. Přistoupíme k hledání vhodných parametrů PI regulátoru náhodným prohledáváním stavového prostoru. Protože se jedná o rozsáhlé simulace přistoupíme k náhradě modelu asynchronního motoru, motorem stejnosměrným, tento krok je možný provést díky vektorovému řízení se kterým se asynchronní motor chová podobně jako stejnosměrný motor.



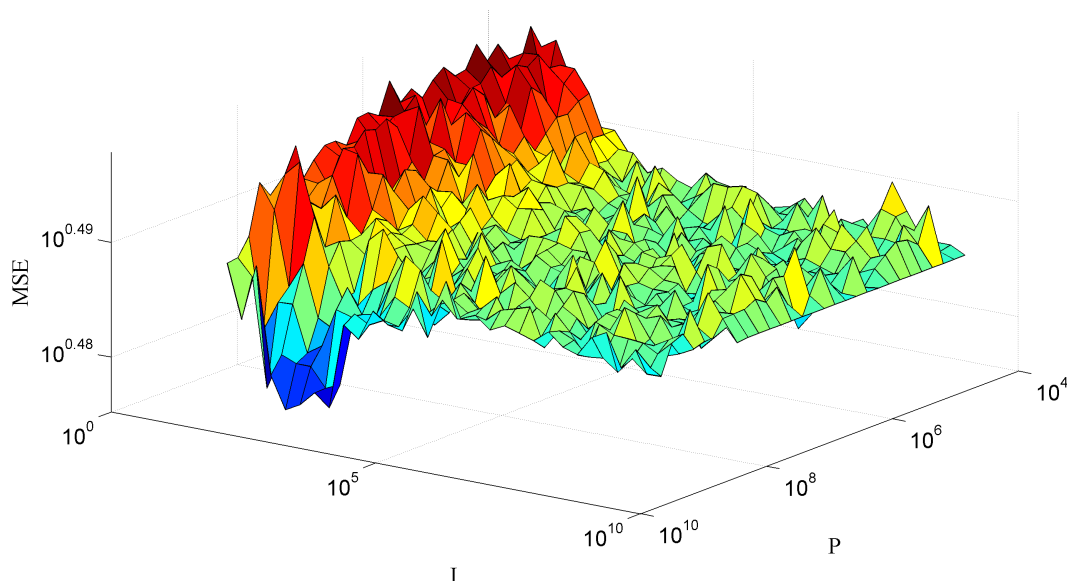
Obr. 4.30: Velikost MSE v závislosti na hodnotě PI

Ze simulací vyplývá - 3D grafy (4.30 4.32)³, že optimální nalažení parametrů je pro každé kritérium je odlišné. Nicméně se ukazuje poměrně shodný rys, a to opačný poměr proporcionální a integrační složky.

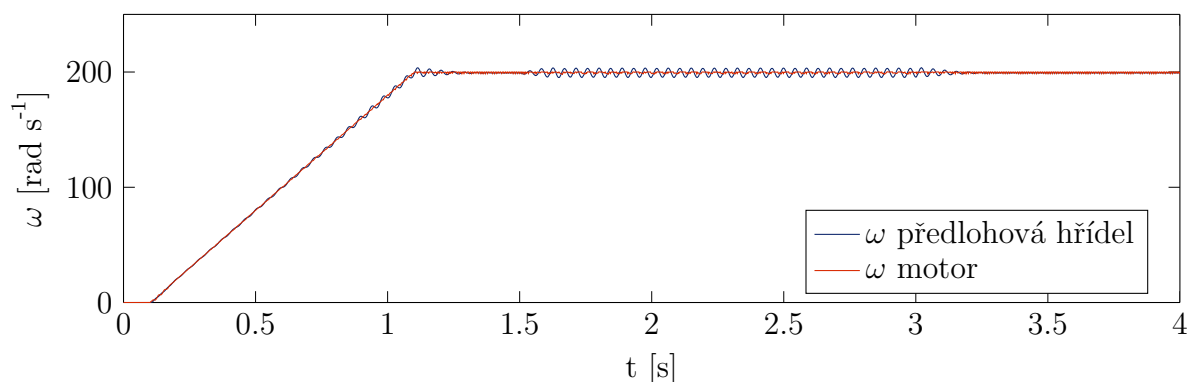


Obr. 4.31: Průběh rychlosti při optimální nastavení vzhledem k prvnímu testovacímu kritériu

³Grafy vznikli postupným procházením velkého rozpětí s hrubým krokem, s postupným zmenšováním prohledávané oblasti. Mohlo by se zdát například u grafu (4.30), že zvyšování I složky povede k další minimalizaci MSE. Jedná se pouze o nedostatek zobrazení, zobrazená plocha má přibližný tvar koryta, na okraji MSE pomalu opět narůstá.



Obr. 4.32: Velikost MSE v závislosti na hodnotě PI



Obr. 4.33: Průběh rychlosti při optimální nastavení vzhledem k druhému testovacímu kritériu

4.7.6 Přídavný rezonanční regulátor

Dále byl testována možnost použití přídavného rezonančního regulátoru, jehož vstupem by byl rozdíl výchylek mezi motorem a předlohou hřídelí. Ukázalo se, že při naladění regulátoru na konkrétní podmínky dosahuje výsledná regulace velmi dobrých výsledků, ovšem při změně testovacího kritéria se soustava stávala nestabilní (velmi dobrá regulace při cyklické zátěži úplné selhání regulace při skokovém zatížení).

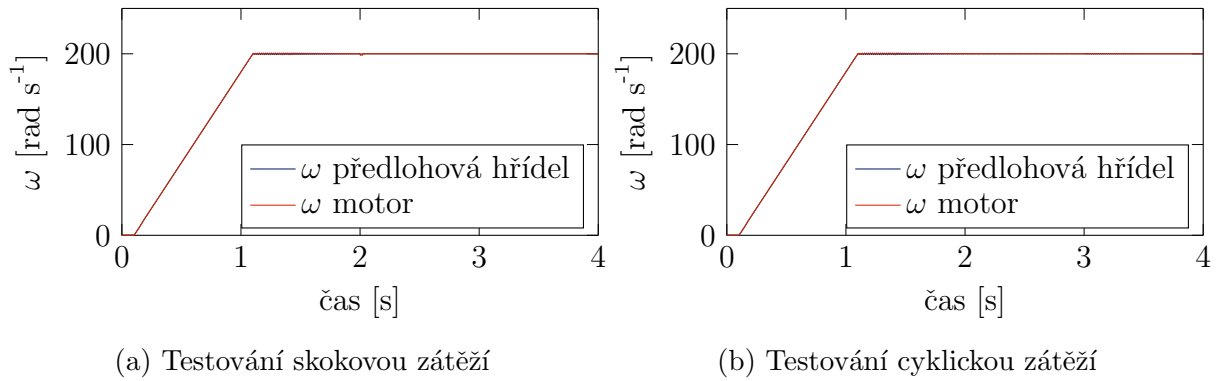
Tento způsob regulace by šel použít v případě vyšší řídicí logiky, která by hodnoty v regulátoru přizpůsobovala konkrétním podmínkám v soustavě (zatížení, frekvenci kmitání apod.).

4.8 Vlastnosti soustavy při vyloučení řemene

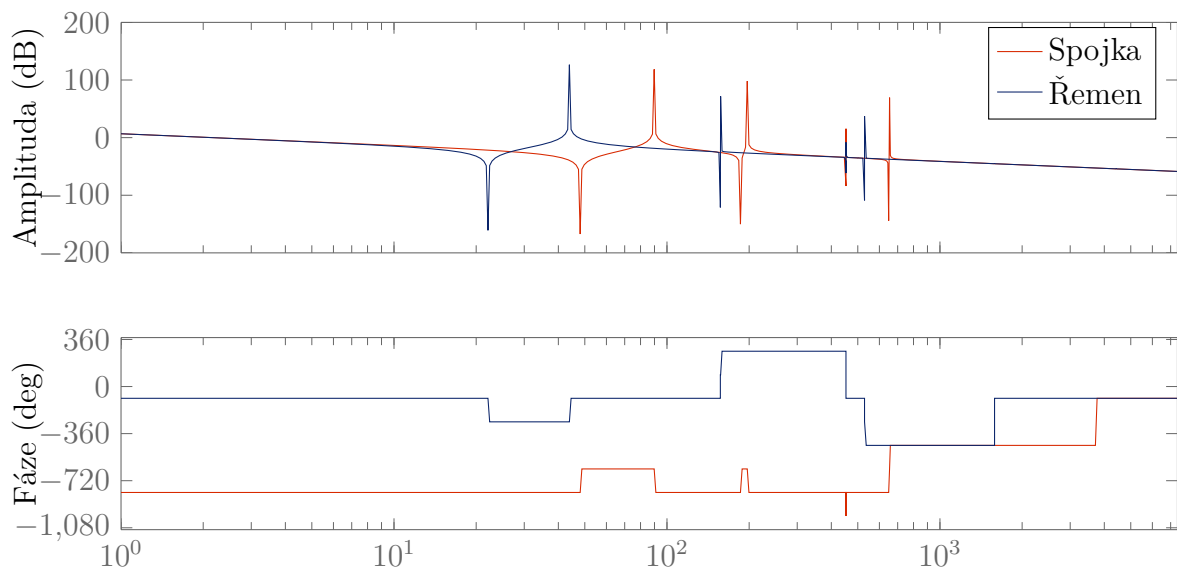
Pokud chceme výrazně zlepšit vlastnosti soustavy z hlediska řízení je třeba uvažovat nad vyloučením řemene ze soustavy. Řemen významně snižuje celkovou tuhost soustavy a limi-

tuje dynamiku řízení. Pokud vyměníme řemen za pružnou spojku, dojde přeladění celkové soustavy na vyšší frekvence, současně dojde k poklesu amplitudy kmitání. S nárůstem celkové tuhosti bylo možno použít nastavení otáčkového regulátoru podle výpočtu symetrického optima s velmi dobrými výsledky. MSE je v tomto případě pro oba testy přibližně desetkrát nižší než při optimálním naladění z předchozích ladění pro soustavu s řemenem.

Dále je možné na obrázku (4.34b) vidět, že se odstraní rozkmitávání soustavy při cyklickém zatěžování.



Obr. 4.34: Průběh otáček při požití pružné spojky

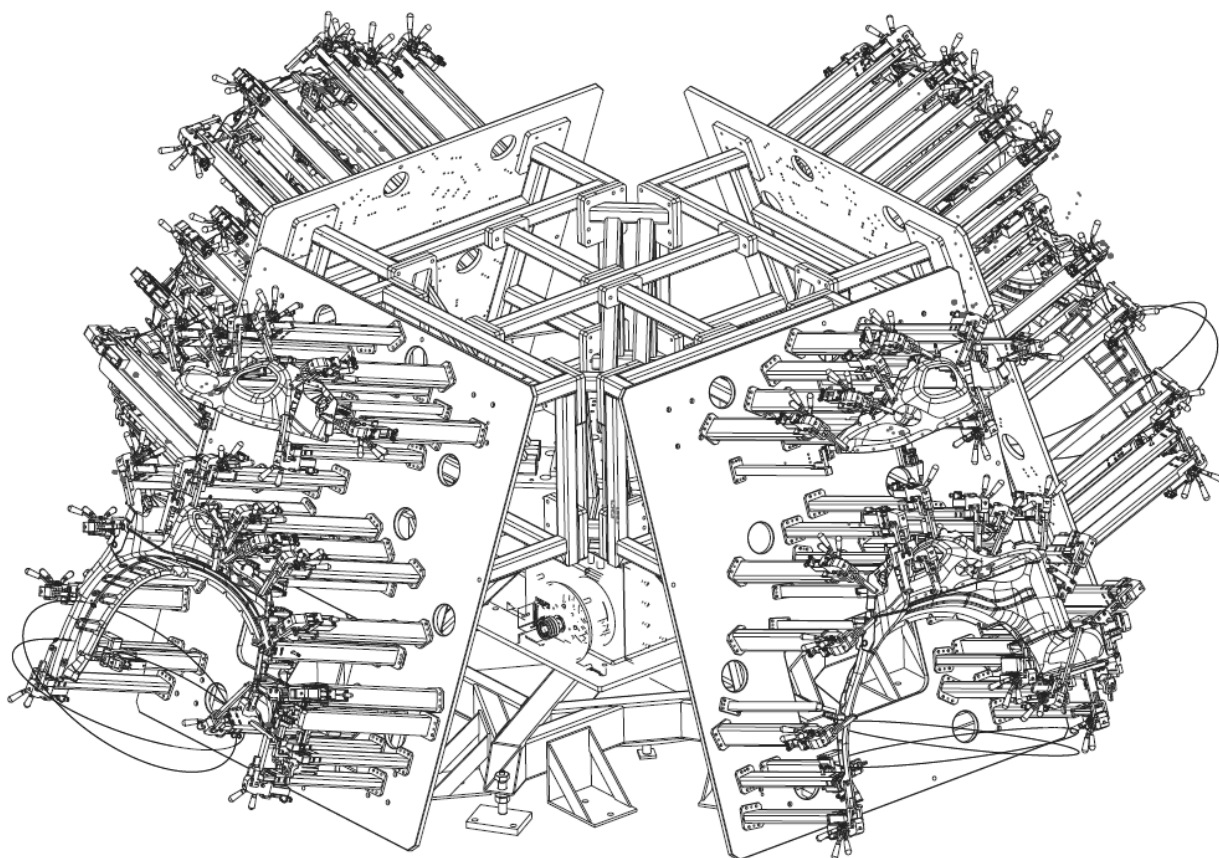


Obr. 4.35: Porovnání přenosu netlumeného modelu 1. s použitím řemene a spojky

5

Kmitání polohovacího stolu s válcovou vačkou

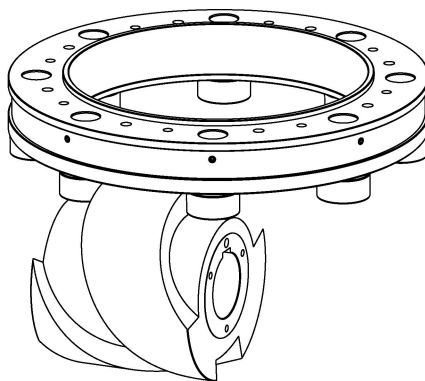
Tento polohovací stůl je součástí robotického pracoviště, sloužícího pro nýtování dílů karoserie. Jeho funkcí je otáčení o 90° mezi pracovišti, kde se na zpracováváný díl upne, nýtuje a odebírá pro další zpracování na dalším pracovišti. Základním mechanismem tohoto stroje je válcová vačka (obr. 5.2), přes kterou se pomocí rolen pohyb do stolu. Tato vačka je přes převodovku s kuželovým soukolím poháněna asynchronním indukčním motorem. Motor je řízen na konstantní otáčky přes frekvenční měnič a je tedy možné měnit periodu pohybu stolu.



Obr. 5.1: Celkový pohled na stroj

Problém představuje že se stůl při polohování značně rozkmitává, čímž komplikuje technologický proces a současně dochází ke značnému opotřebení ve zlomku životnosti. Konstrukce se snaží problémy řešit intuitivně, přidáváním zátěže do osy rotace, zvyšováním tuhosti upnutí stroje k základně a zvyšováním tuhosti nástavby, nicméně problémy přetrvávají.

Nejvyšší míru poškození vykazují součásti rolny, na kterých lze pozorovat deformace.

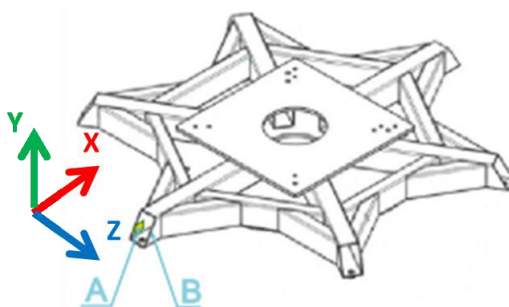


Obr. 5.2: Geometrie vačky s odvalujícími se rolkami

5.1 Měření vibrací na základně stolu

Měření proběhlo na základně polohovacího stolu, které provedli pracovníci Ústavu mechaniky těles, mechatroniky a biomechaniky. Účelem bylo zjistit modální vlastnosti základny před a po vyztužení. Měřilo se tříosým akcelerometrem¹ zrychlení na nosníku základny za podmínek:

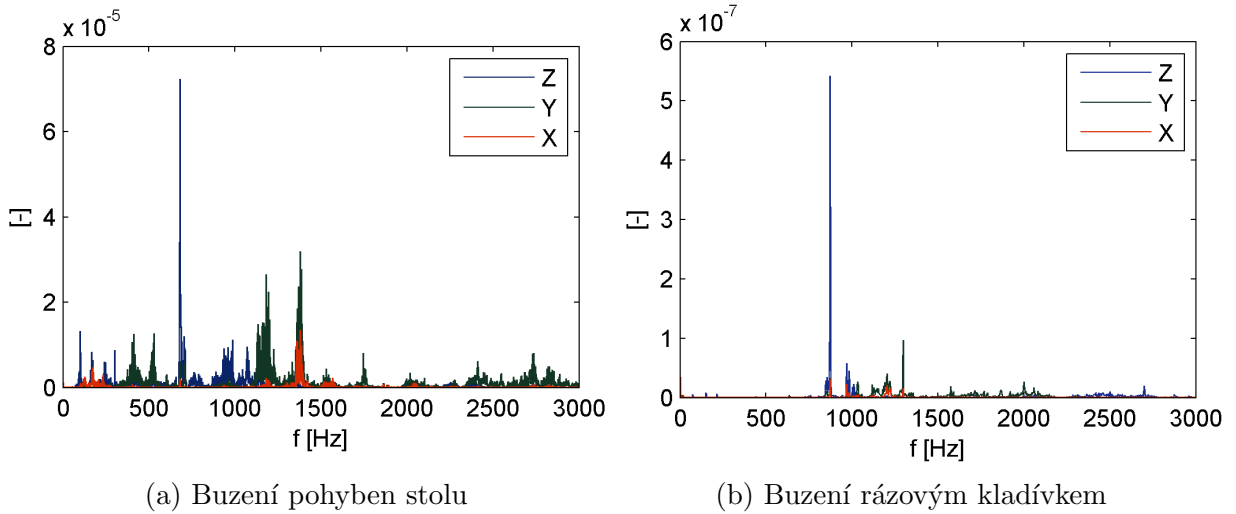
- (a) Buzení rázovým kladívkem.
 - (a) Před vyztužením
 - (b) Po vyztužení
- (b) Buzení chodem stroje.
 - (a) Před vyztužením pomalým chodem stroje
 - (b) Před vyztužením rychlým chodem stroje
 - (c) Po vyztužení rychlým chodem stroje



Obr. 5.3: Místo měření na základně

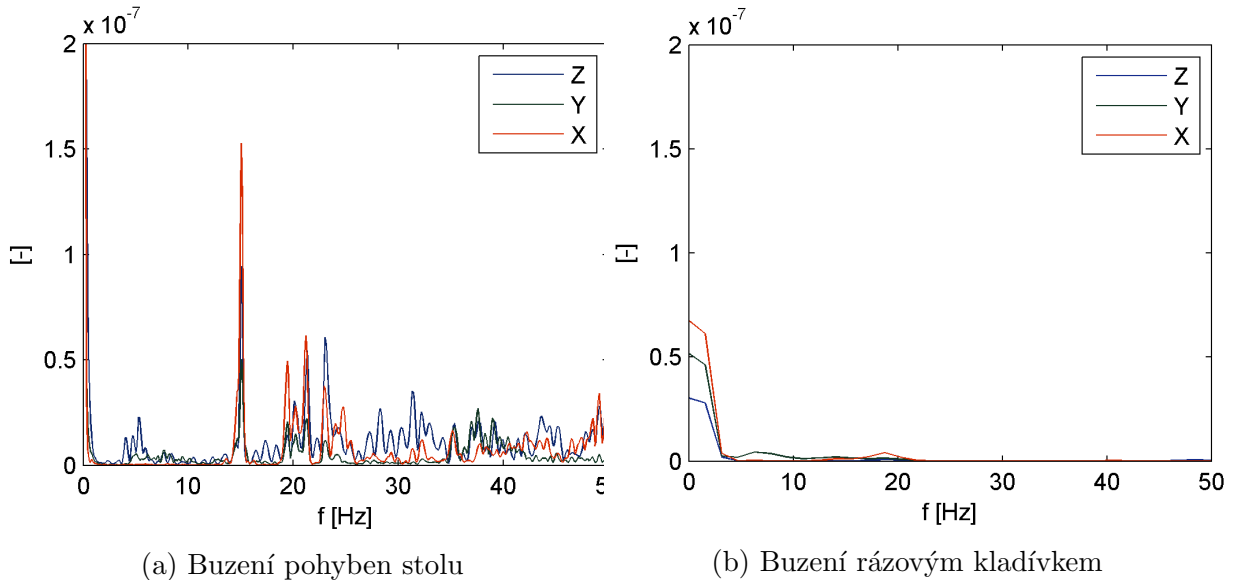
¹Konkrétně PCB Piezotronics 356A17 s citlivostí 500 mV/g.

Měření probíhalo v místě A na obrázku (5.3) v místě B bylo buzeno rázovým kladívkem. Pro posouzení mechanismu vačky je klíčové porovnat spektra buzená rázovým kladívkem a provozem mechanismu. Získají se tak dominantní frekvence vybuze v mechanismu vačky.



Obr. 5.4: Porovnání spektrálních výkonových hustot

Výkonová spektrální hustota², byla získána Welchovou metodou, z dat o vzorkovací frekvenci 25,6 kHz . Z měření vyplývá, konkrétně pak z obrázku (5.5), že dominantní frekvence vybuze mechanismem v nízko frekvenčním pásmu se nacházejí na 15 Hz . Dominantní spektrum se nemění ani při změně periody polohování.



Obr. 5.5: Porovnání spektrálních výkonových hustot detail

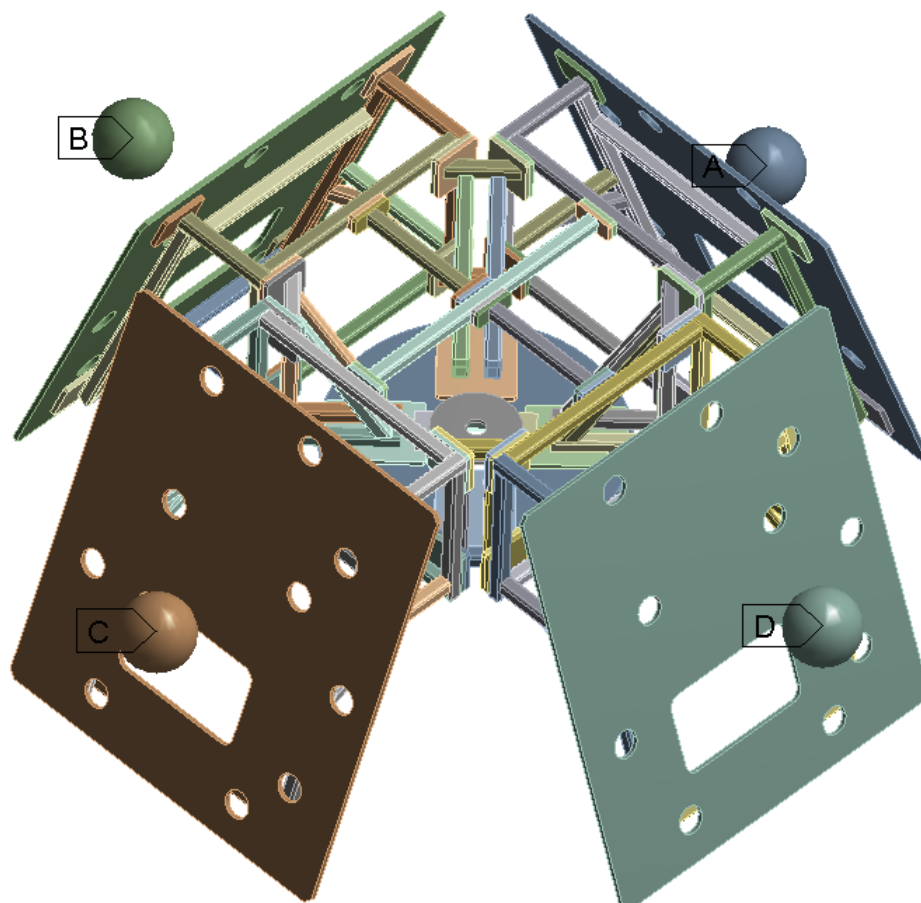
Z měření vyplynulo i snížení kmitání na základny po vyztužení, to ovšem nevedlo ke snížení kmitání stolu.

²Výkonová spektrální hustota náhodného procesu $x(t)$ je Fourierov transformací jeho autokorelační funkce [13]

5.2 Modální analýza

Pro analýzu modálních vlastností byla provedena modální analýza pohyblivé části mechanismu, v programu ANSYS. Tímto krokem se získá základní představa o torzní tuhosti nástavby.

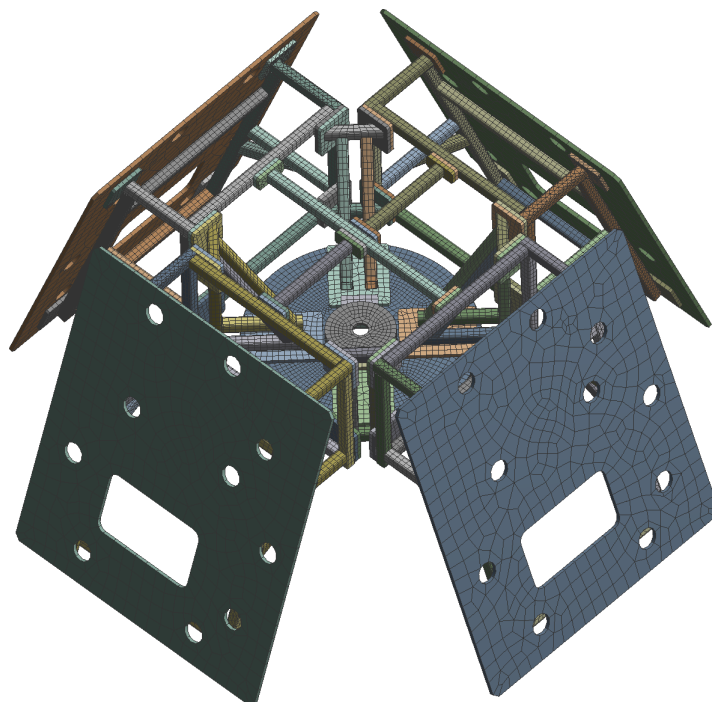
Pro samostatnou analýzu bylo nezbytné, z důvodu geometrické složitosti daný mechanismus zjednodušit (v neupraveném stavu nebyla analýza možná). Upínací technologické prvky spolu s upnutou součástí byly nahrazeny hmotným bodem v místě jejich těžiště viz obrázek (5.6).



Obr. 5.6: Náhrada upínacích prvků hmotou

Dále byly v modelu odstraněny všechny díry pro šroubové spoje, které komplikovali především vytváření sítě. Jako okrajová podmínka bylo použito vetknutí v místě ložiska. Pro analýzu byly použity dva různé typy modelu, jeden s uvažováním poddajnosti desky a druhý uvažující desku nepoddajnou.

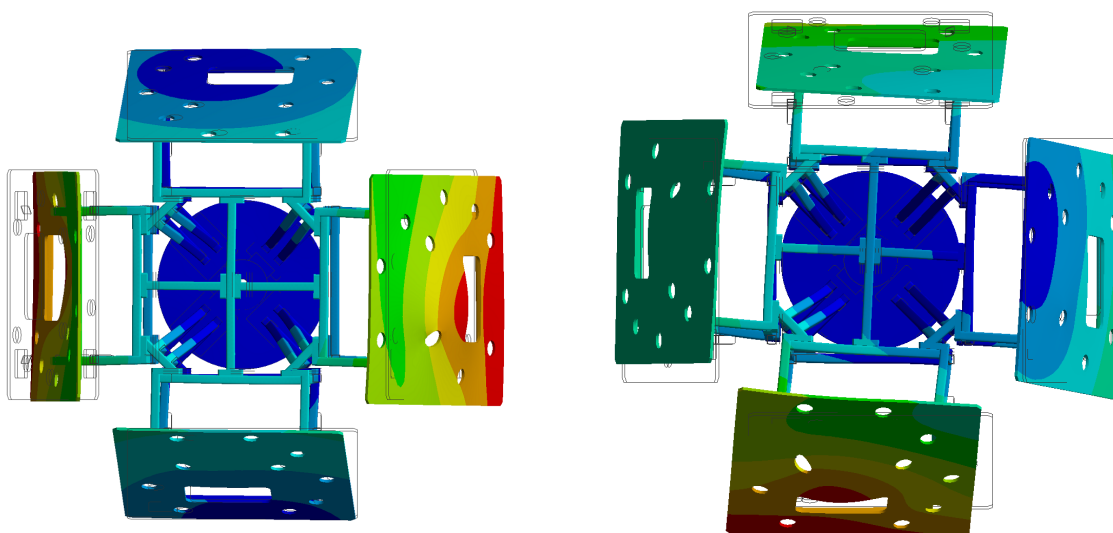
Byla testována různá hustota sítě, postupným zjemňováním délky prvků na konstrukci se dospělo k síti, při níž se při dalším zjemňování dále vypočtené vlastní frekvence neměnily o více jak 5 %.



Obr. 5.7: Použitá síť s dělením prvků na konstrukci a na desce

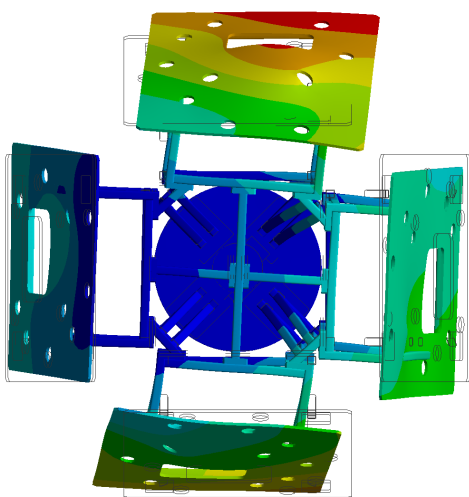
5.2.1 Model s poddajnými deskami

Problém této úlohy spočívá v symetrii konstrukce. Při numerickém výpočtu se rozkládá jedna vlastní frekvence, vlivem nepatrných rozdílů v síti, na několik vlastních frekvencí jdoucích těsně za sebou.



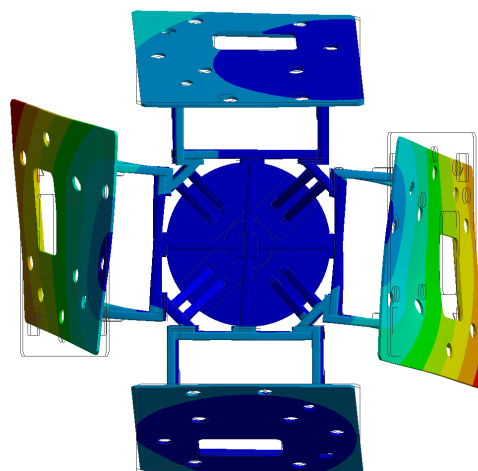
(a) 1. vlastní tvar – $8,2\text{ Hz}$
shodný s 2. tvarem – kývání desek

(b) 2. vlastní tvar – $8,3\text{ Hz}$
– numerický zozpad symetrie prvního tvar s vyšším tvarem

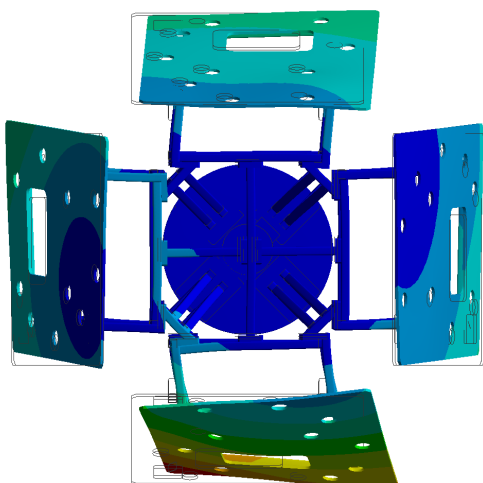


(c) 4. vlastní tvar – $9,5\text{ Hz}$

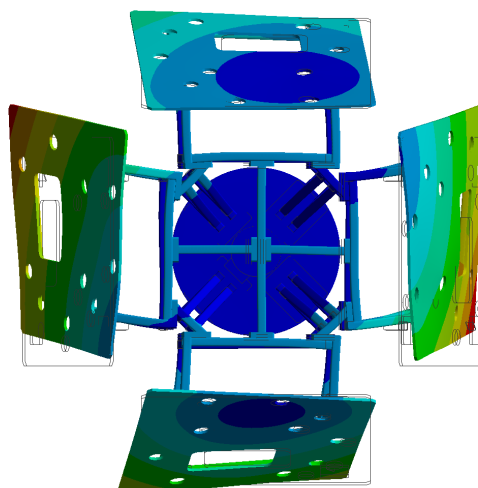
Skupina 3. – 8. tvar dominantní je kývání a torze jedné desky vůči zbytku soustavy, jednotlivé tvary ve skupině ve vzdálenosti cca $0,5\text{ Hz}$ pravděpodobně rozložený torzní tvar viz dále



(d) 9. vlastní tvar – 15 Hz
sdružený s 10. tvarem $15,6\text{ Hz}$
– torze protilehlých desek



(e) 11. tvar $16,1\text{ Hz}$ přechod mezi 10. a 12.



(f) 12. vlastní tvar – $16,4\text{ Hz}$

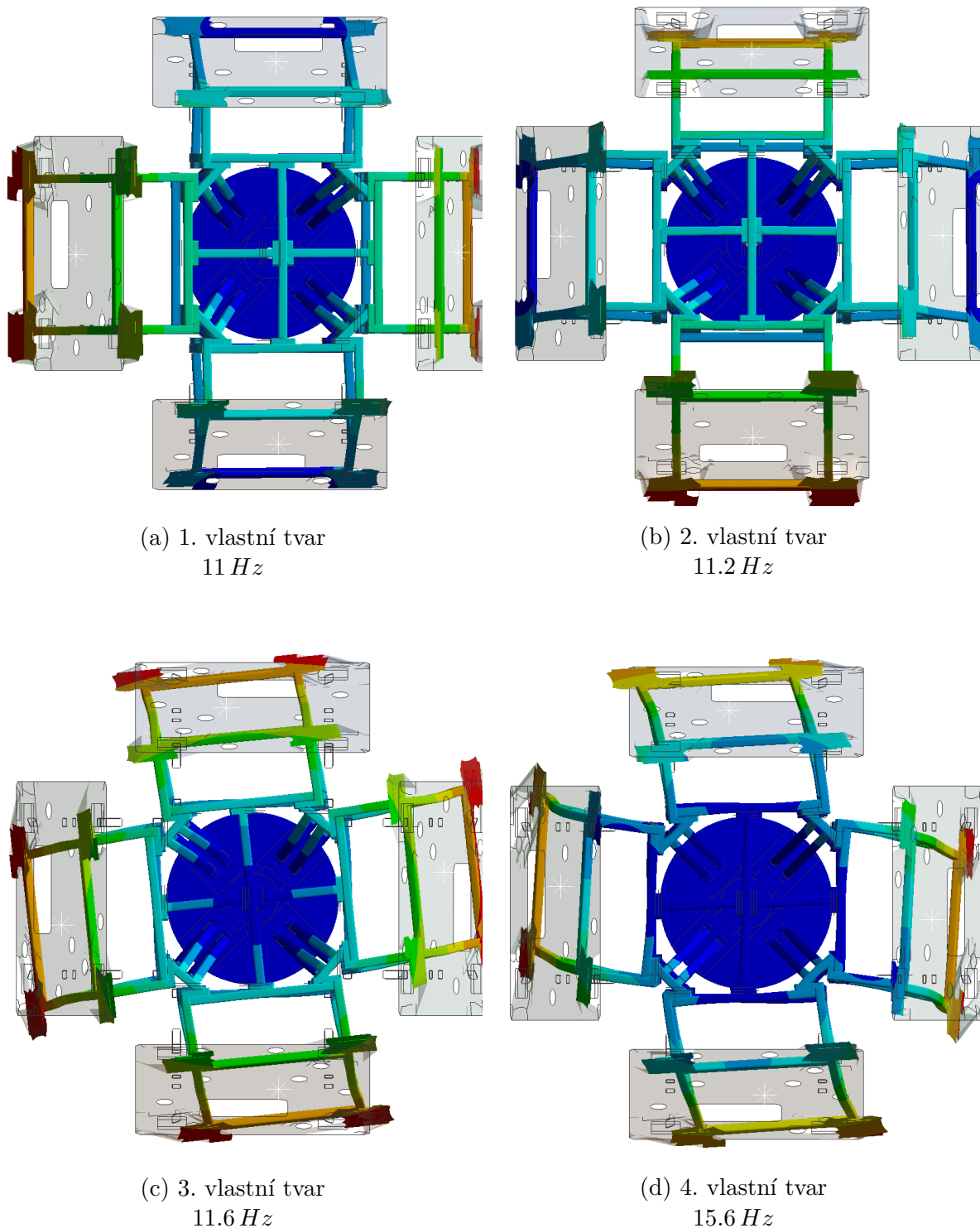
Obr. 5.8: První vlastní tvary pro poddajnou desku

Je patrné, že nelze v případě této symetrické úlohy numericky vypočteným vlastním frekvencím dávat příliš velkou váhu, neboť je vidět vzájemné prolínání tvarů a rozpad jednotlivých tvarů v rámci symetrie.

Na výsledný tvar má velký vliv poddajnost desky, na které je navíc umístěna hmota, dá se tedy očekávat jiné chování, než tento model předpokládá. Hmota z upínacích přípravků současně s upnutým materiálem zatěžuje desku jen na určitých místech. Všechny tyto upínky jsou spojeny dohromady upnutým materiálem. Všechny tyto indicie naznačují že tuhost desky bude vyšší.

5.2.2 Model s tuhými deskami

Z předchozího modelu není zjevný torzní vlastní tvar konstrukce, jenž je pro mechanismus vačky důležitý. Je přistoupeno k modelu, který neuvažuje poddajnou desku, ale zaměřuje se čistě na modální vlastnosti nosné konstrukce. Na obrázku (5.9c) je navíc patrný torzní tvar kmitání, který poslouží k odhadu torzní tuhosti soustavy.



Obr. 5.9: První vlastní tvary pro nepoddajnou desku

5.3 Stanovení tuhostí

Pro výpočet kontaktní síly během polohování při uvažování poddajnosti soustavy je třeba stanovit torzní tuhost konstrukce a tuhost kontaktu mezi rolnou a vačkou.

5.3.1 Tuhosti kontaktu mezi rolnou a vačkou

Jelikož se v případě kontaktu mezi rolnou a drážkou vačky jedná o liniový kontakt je možné použít podle [14] pro výpočet kontaktní tuhosti následující vztah:

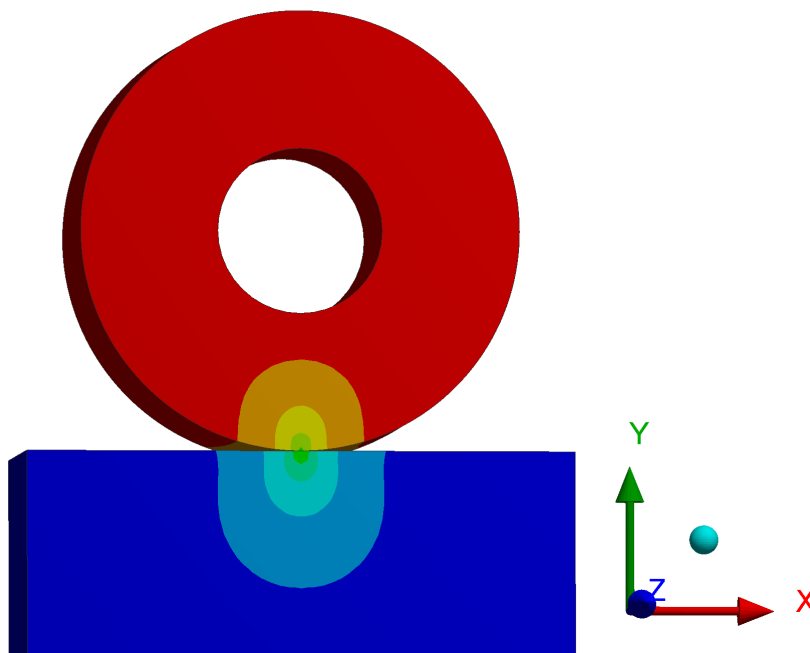
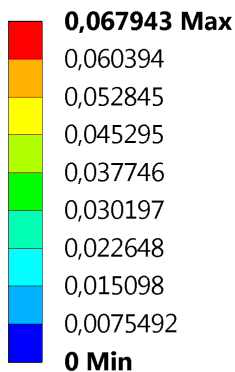
$$k_c = \frac{\pi}{4} E^* L \quad (5.1)$$

Kde se ekvivalentní koeficient modulu pružnosti E^* získá ze vztahu (5.3), kde E_1 je modul pružnosti rolny a μ_1 je Poissonovo číslo pro materiál rolny (index 2 pro drážku vačky).

$$\frac{1}{E^*} = \frac{1 - \mu_1^2}{E_1} + \frac{1 - \mu_2^2}{E_2} \quad (5.2)$$

Tuhost ověříme pomocí MKP výpočtu. Byl použit model, kontaktu rolny s kvádrem představující vačku při stání stroje. Okrajové podmínky byly zvoleny následující: kvádr byl na jedné straně vetknut, pohyb rolny byl omezen ve směrech x a z . Zatížení je provedeno v díře pro čep pomocí Bearing Load.

A: Static Structural
Total Deformation
Type: Total Deformation
Unit: mm



Obr. 5.10: Celková deformace získaná z MKP při zatížení 50 kN

Výsledky z MKP řádově potvrzují kontaktní tuhost z analytického vztahu. Komplikaci představuje kontaktní úloha, kdy pro různé nastavení kontaktů vycházejí různé hodnoty tuhosti.

5.3.2 Tuhosti nosné konstrukce

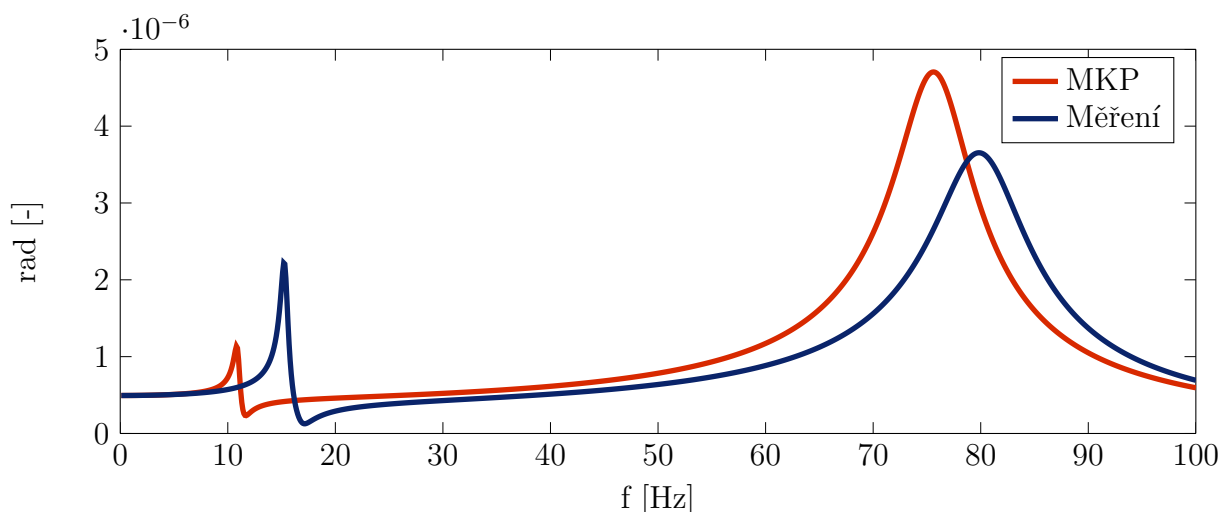
Z předchozí modální analýzy odhadneme torzní tuhost nosné konstrukce. Vyjdeme ze základního vztahu pro vlastní frekvenci tělesa s jedním stupněm volnosti, torzní frekvence

je $11,6 \text{ Hz}$ a podíl kmitající hmoty je přibližně 75 % celkového momentu setrvačnosti. Z předchozí modální analýzy odhadneme torzní tuhost nosné konstrukce.

$$f = \sqrt{\frac{k}{m}} \Rightarrow k = f^2 m \quad (5.3)$$

Použijeme model pro dva stupně volnosti (uveden dále) a porovnáme tuhost konstrukce vycházející z modální analýzy s modelem naladěným na měřené hodnoty.

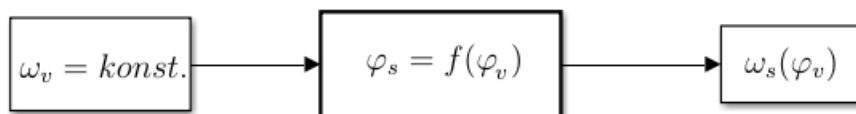
Za použití rovnice (3.18) je následně vykreslena následující amplitudofrekvenční charakteristika:



Obr. 5.11: Amplitudo-frekvenční charakteristika

5.4 Aproximace vačky matematickou funkcí

Vačka rotující o konstantních otáčkách pohybuje periodicky se stolem a jeho nástavbou, (5.12). Aby bylo možné vyšetřovat chování polohovacího stolu v závislosti na otáčkách vačky je třeba převést geometrii vačky na funkci, která popíše kinematiku stolu vynucenou vačkou.



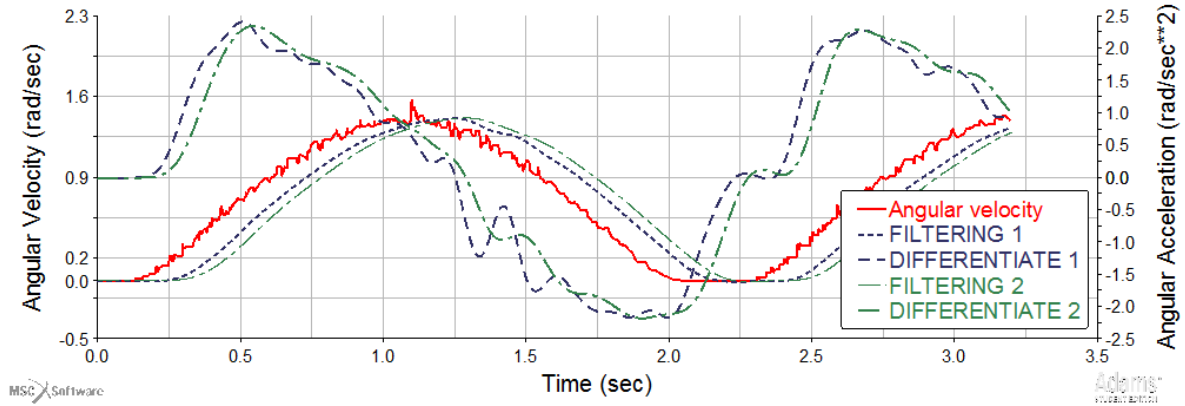
Obr. 5.12: Schema pohybu polohovacího stolu

V první řadě byly na základě 3D modelu, které poskytl výrobce, ověřeny hodnoty redukovaného momentu setrvačnosti a hmotnost nástavby, aby mohla být vyloučena chyba ve vstupních datech.

Pro získání průběhu zrychlení polohovacího stolu byl v MSC Adams za použití geometrie z 3D CAD modelu vytvořen model. Vytvořením kontaktní úlohy mezi rolnami a drážkou válcové vačky, byl simulován pohyb mechanismu. Přímé odečtení zrychlení není možné z důvodu značně nerovnoměrného chodu³. Pro hladký idealizovaný průběh byl

³To je způsobeno nerovnoměrným kontaktem mezi drážkou a rolnou. Nelze plně posoudit míru vlivu nehladkosti křivky importovaného modelu a vlastní charakteristiku mechanismu.

proto použit signál získaný derivací průběhu vyfiltrovaného signálu úhlové rychlosti, dva průběhy získané filtry různých parametrů viz (obr. 5.13). Filtrováním dochází k fázovému posunutí oproti původnímu signálu, současně také k ztrátě nízkofrekvenčních průběhů, proto není výhodné použít filtr vysokého řádu, který zbaví signál šumu plně.



Obr. 5.13: Získání průběhu úhlového zrychlení stolu derivací filtrovaného průběhu rychlosti

5.4.1 Proložení průběhu zrychlení složenou funkcí

Průběh integrálu proložíme složenou funkcí⁴, současně abychom předešli zkreslení způsobené filtrací, sledujeme jak odpovídá funkce původnímu nefiltrovanému průběhu rychlosti a jeho integrálu viz (obr.5.14). Překvapivě dobře se na proložení hodí kombinace funkce **STEP** v knihovně MSC ADAMS, té odpovídá tento předpis [15].

$$f(x) = \begin{cases} h_1 & x < x_1 \\ f(x, x_1, h_1, x_2, h_2) & x_1 \leq x \leq x_2 \\ h_2 & x > x_2 \end{cases}$$

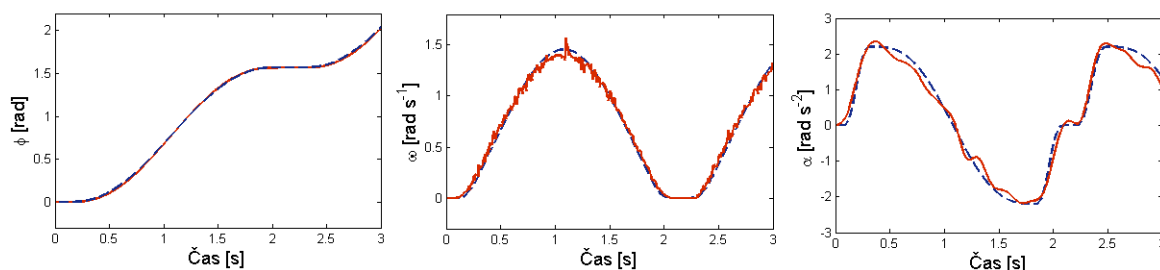
Kde v rozmezí mezi hranicemi x_1 a x_2 má počáteční hodnotu h_1 a konečnou hodnotu h_2 .

$$\begin{aligned} a &= h_2 - h_1 \\ \Delta &= (x - x_1) / (x_2 - x_1) \\ f(x) &= h_1 + a * \Delta^2(3 - 2\Delta) \end{aligned} \quad (5.4)$$

Pro proložení jedné periody vystačí použití tří těchto kubických polynomů. Jelikož je děj periodický může být pro rozšíření funkce mimo periodu použita funkce MATLABu **rem(x,y)**, která počítá zbytek po celočíselném dělení. Při dosazení času za **x** a periody pohybu za **y**, je výstup z funkce **newTime=rem(x,y)**, použit jakožto vstup času do aproximace pohybu.

V MABLABu byla s použitím těchto nástrojů vytvořena funkce **vacka(cas, perioda)**, která aproximuje průběh úhlového zrychlení stolu od vačky, v závislosti na času a na délce periody čtvrtiny otáčky stolu. Je tedy možné zjistit závislost kontaktní síly na rychlosti buzení.

⁴Pro aproximaci je nejvýhodnější zrychlení i při téměř dokonalém proložení např. průběhu úhlového zrychlení, je průběh jeho derivace značně zkreslený, proto je nejvýhodnější prokládat nejvyšší použitou derivací, neboť chyby u integrovaných průběhů jsou malé.



Obr. 5.14: Proložení závislosti - úhel natočení, úhlová rychlost a úhlové zrychlení

Získáním funkční závislosti je klíčové, zbavíme se závislosti na geometrickém modelu a můžeme tak simulovat i v Matlabu a Simulinku. Také získáme průběh sklonu vačky, který je důležitý pro určení celkové kontaktní síly. Všechny tyto kroky by bylo možno vypustit, kdyby výrobce poskytl model s „živou“ geometrií, případně přímo funkční závislost.

5.5 Modelování kontaktní síly ve vačce

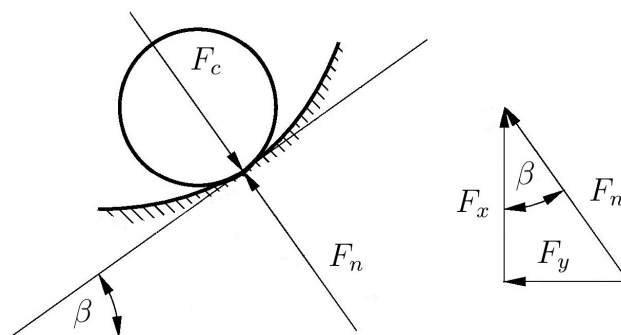
5.5.1 Průběh síly za předpokladu, dokonalého kontaktu a nulové poddajnosti.

Uvažujme, že F_x je síla, která na rameni r (vzdálenost rolny od osy otáčení) vytváří moment M , který způsobuje úhlové zrychlení stolu α , pak máme jednu ze složek kontaktní síly F_c viz (obr. 5.15). Úhel stoupání β je odvoditelný z úhlové rychlosti ω podle rovnice 5.5, kde T představuje periodu polohování vačky a R je poloměr vačkového bubnu.

$$\beta = \arctan((\omega \cdot T \cdot r) / (R \cdot 2\pi)) \quad (5.5)$$

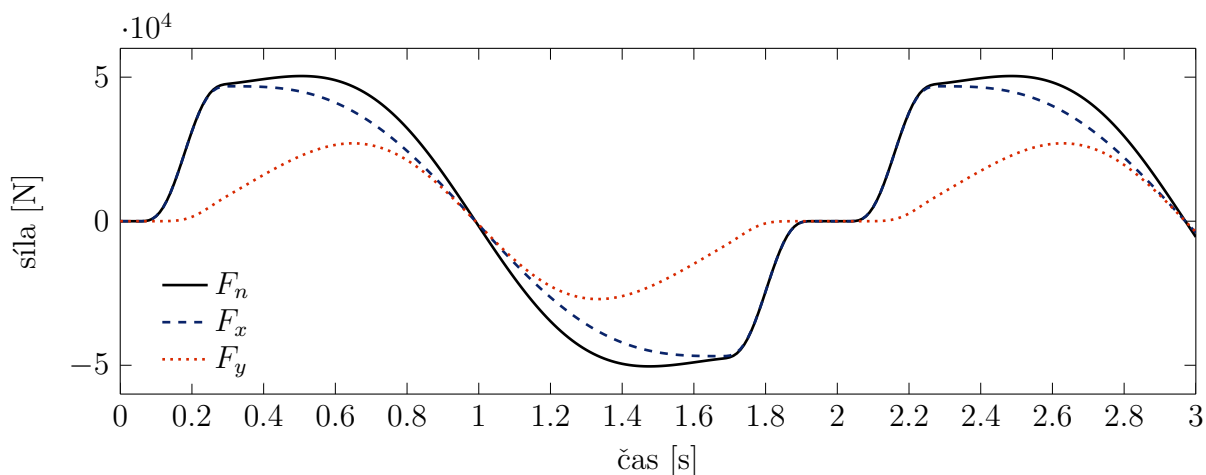
$$F_x = (J_{red} \cdot \alpha) / r \quad (5.6)$$

$$F_c = F_x / \cos(\beta) \quad (5.7)$$



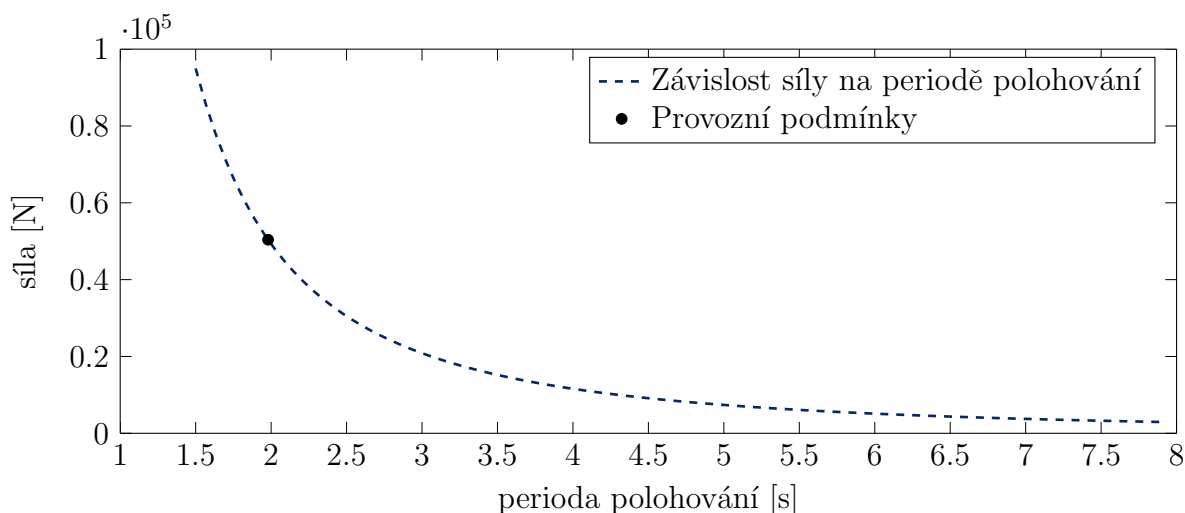
Obr. 5.15: Schéma kontaktní síly

Jak je vidět na obr. 5.16 v průběhu cyklu, polohování o čtvrtinu otáčky, je maximální síla cca 50 kN .



Obr. 5.16: Průběh celkové kontaktní síly F_n a její složek x a y

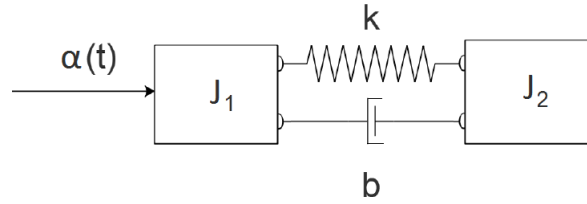
Doposud jsme se zabývali pouze požadovaným provozním cyklem, kdy je vačkový buben poháněn konstantní rychlostí 1400 ot/min (provozní podmínky stolu). Závislost síly v závislosti na rychlosti pohonu je vidět na (obr. 5.24).



Obr. 5.17: Závislost maximální kontaktní síly na periodě polohování

5.5.2 Průběhu síly za předpokladu, dokonalého kontaktu a poddajnosti zátěže.

Aby bylo možno zhodnotit vliv poddajnosti nástavby na průběh kontaktní síly ve vačce, byl vytvořen model, jenž zahrnuje poddajný prvek. Z měření (něco o měření doplnit) se ukázaly jako dominantní frekvence 14 Hz proto se omezíme na testování vstupních podmínek pro vlastní frekvence $1\text{--}20 \text{ Hz}$ při kmitající zátěži o $10\text{--}80 \%$ celkové zátěže, takto bude získán vliv různých typů zátěže na celkovou kontaktní sílu ve vačce při provozních podmínkách.



Obr. 5.18: Znázornění poddajné zátěže

Pro mechanismus byl zvolen koeficient tlumení 3% kritického tlumení b_k , hodnoty koeficientů tuhosti k se získají se zanedbatelnou chybou z rovnice pro netlumené kmitání a tlumení b se získá z rovnice pro kritické tlumení kmitání vynásobením 0,03.

$$k = f^2 \cdot J_2 \quad (5.8)$$

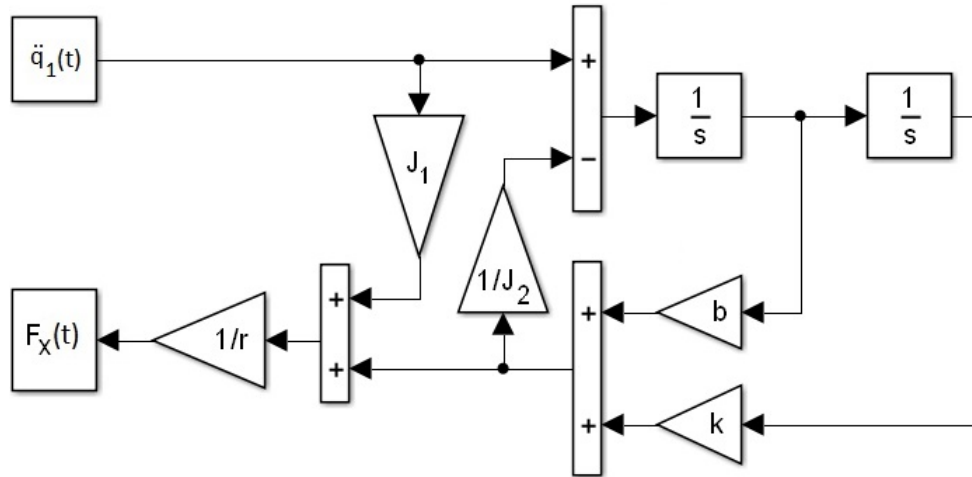
$$b = 2 \cdot \sqrt{k \cdot J_2} \cdot 0,03 \quad (5.9)$$

Kde f představuje vlastní frekvenci kmitání [$rad\ s^{-1}$], J_2 je v našem případě moment setrvačnosti [$kg\ m^2$], k je torzní tuhost [$N\ m\ rad^{-1}$] a b je torzní tlumení s jednotku [$N\ m\ s\ rad^{-1}$].

Pak za použití Lagrangeových rovnic II. druhu byla sestavena rovnice 5.10 pohybu mechanismu se zahrnutím kmitání poddajné části. Kde \ddot{q}_1 představuje $\alpha(t)$, tedy úhlové zrychlení vynucené vačkou, r je rameno, na kterém se otáčí rolna a $F_x(t)$ je síla kolmá na toto rameno viz (obr. 5.15) .

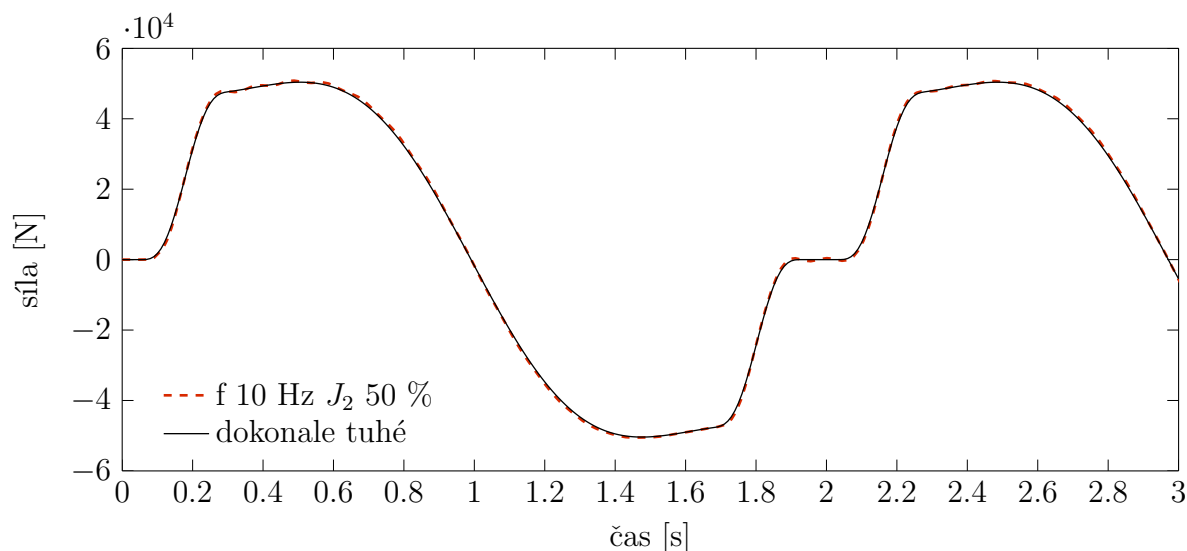
$$J_1\ddot{q}_1 + J_2\ddot{q}_2 + b\dot{q}_2 + kq_2 = F_x(t) \cdot r \quad (5.10)$$

Převedením rovnice do Simulinku viz (obr. 5.19), je možné simulovat průběh síly v závislosti na buzení zrychlením od vačky. Je tedy možné získat představu o závislosti poddajnosti zátěže na kmitání a na kontaktní sílu.



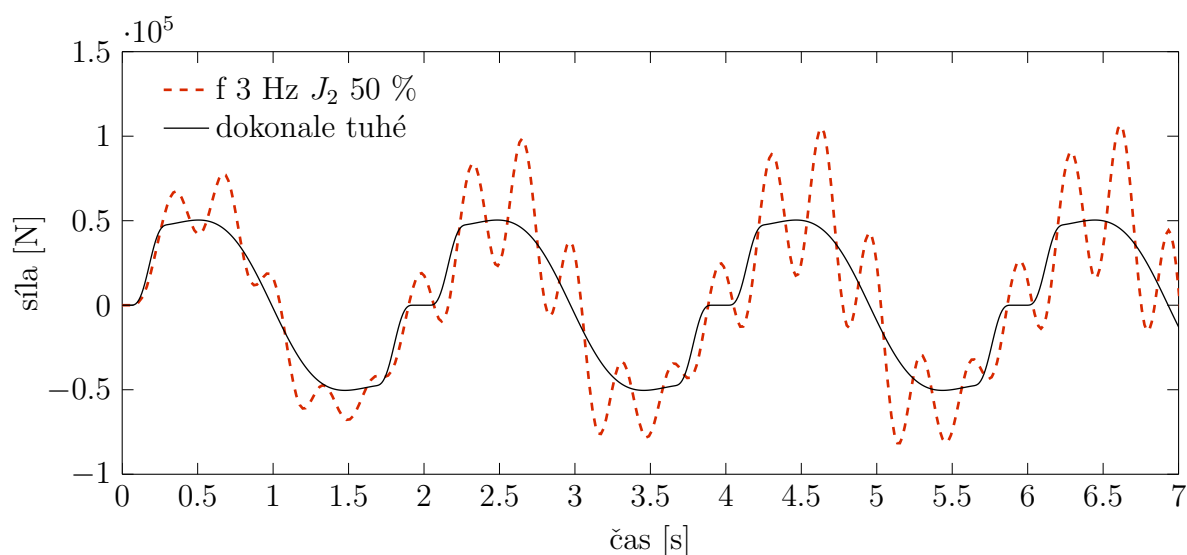
Obr. 5.19: Schéma modelu v Simulinku

Z tohoto schématu lze získat velikost rozkmitu v klidové poloze, což je důležitá informace o kvalitě zařízení. Dále je snadné s pomocí rovnice 5.7 z předchozí kapitoly jej rozšířit o výpočet celkové kontaktní síly.



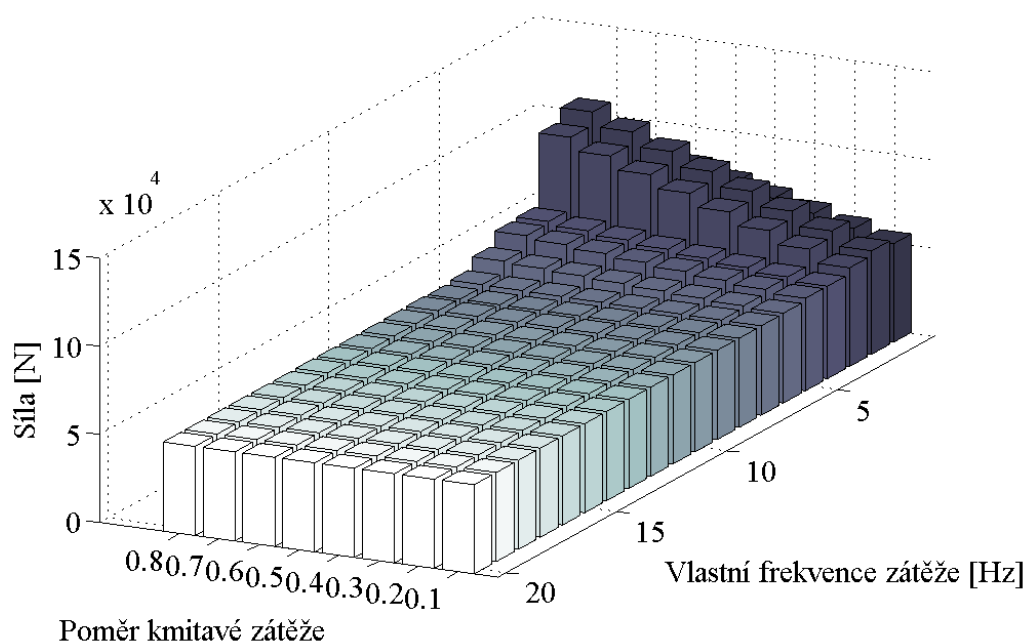
Obr. 5.20: Průběh kontaktní síly při 50 % kmitající zátěže a vlastní frekvenci 10 Hz

Jak je vidět na grafech 5.20 5.25 při vyšších frekvencích poddajnosti zátěže je zvlnění kontaktní síly zanedbatelné.



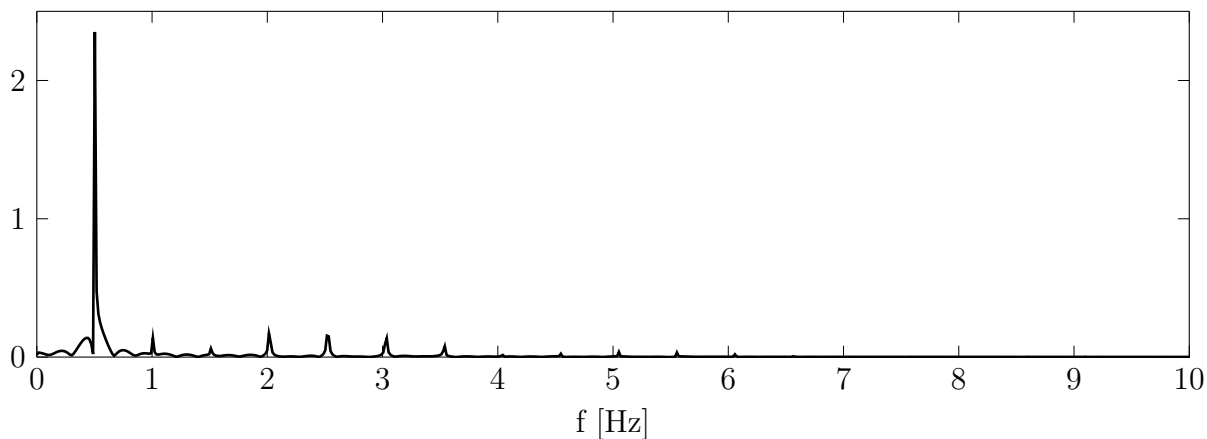
Obr. 5.21: Průběh kontaktní síly při 50 % kmitající zátěže a vlastní frekvenci 3 Hz

Při vlastních frekvencích soustavy 1, 2, 3 a 4 Hz vidíme v 5.25 a 5.20 značný nárůst kontaktní síly. To je nepřekvapivé podíváme-li se na frekvenční charakteristiku zrychlení buzeného váčkou obr. 5.28, na těchto frekvencích se nacházejí složky budícího pohybu, mechanismus je v těchto případech tedy buzen na vlastních frekvencích.



Obr. 5.22: Velikost kontaktní síly v závislosti na poměru kmitající zátěže a vlastní frekvenci

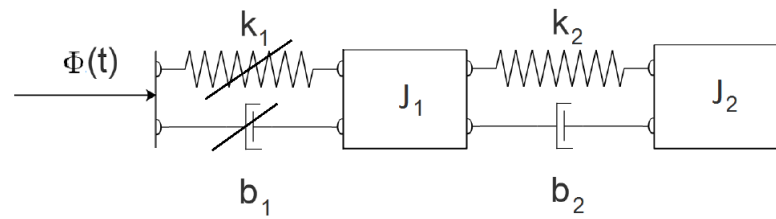
Tato frekvenční charakteristika (obr. 5.23) ukazuje pouze nízkofrekvenční spektrum, ve vyšších frekvencích se žádné složky neobjevují, to je způsobeno tím, že používáme matematickou aproximaci vačky, která neobsahuje jako reálná vačka nedokonalosti povrchu vačky, nedokonalou válcovitost roln a podobné vlastnosti reálných systémů, které by se projevily ve vyšších frekvencích.



Obr. 5.23: FFT zrychlení vačky při porovozní rychlosti

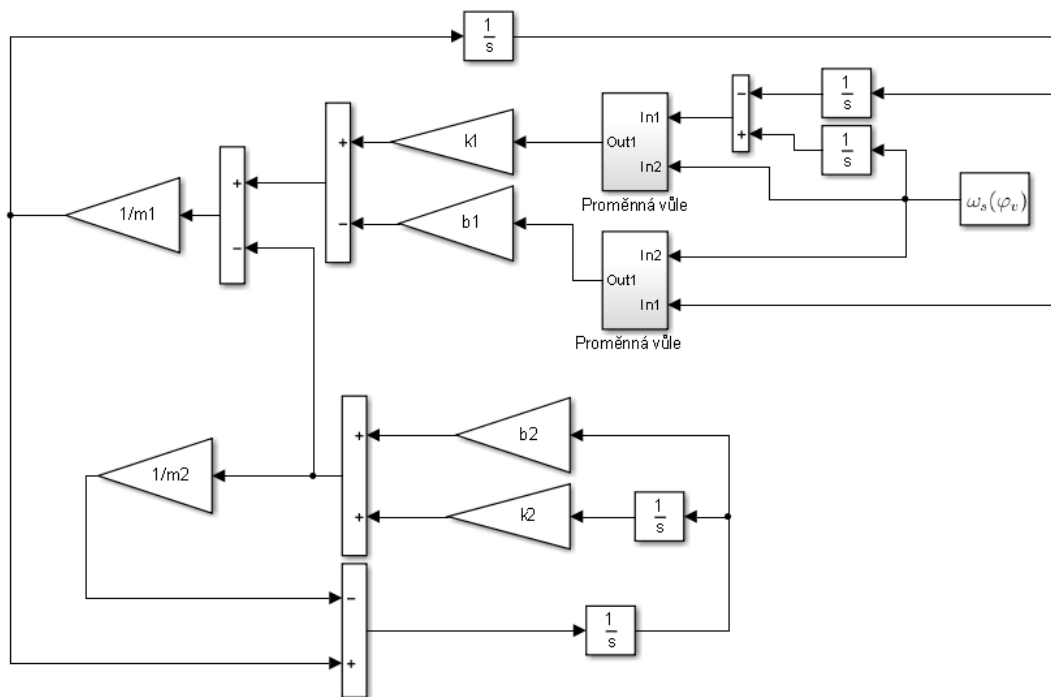
Tento model ukázal na nebezpečnost nízké vlastní frekvence zátěže schodné s frekvencemi buzení, avšak pásmo takto nízkých vlastních frekvencí lze vyloučit jelikož by ocelová nosná konstrukce musela být vysoce poddajná. Jelikož však tento model neodpovídá měření, ze kterého vyšlo dominantní kmitání o frekvenci 15 Hz , bude model zpřesněn o pružný kontakt mezi rolnou a drážkou.

5.5.3 Průběhu síly za předpokladu, ztráty kontaktu a poddajnosti zátěže



Obr. 5.24: Schéma nelineárního modelu s proměnnou vůlí v kontktu

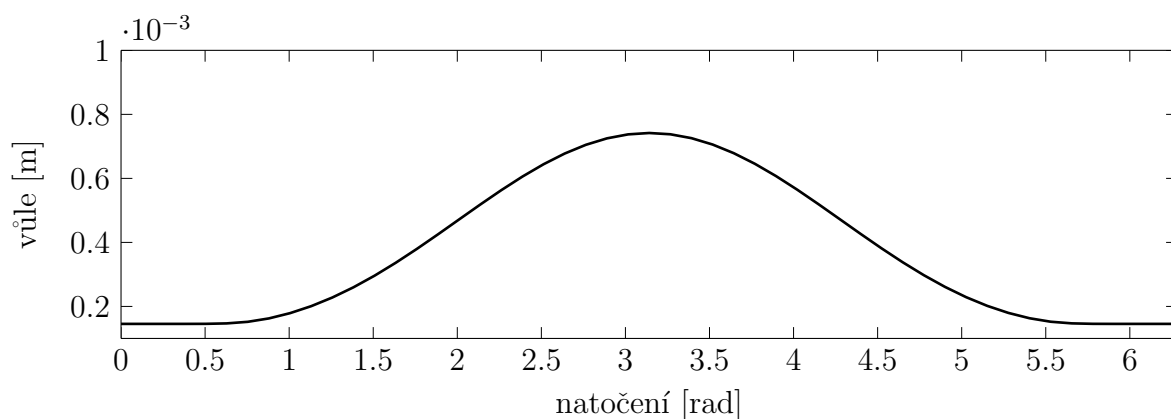
Model rozšíříme o kontaktní tuhost. Dále uvažujeme dva různé modely jeden s konstantní tuhostí a druhý s proměnlivou vůlí závislé na natočení vačky. Oba modely uvažují stejné hodnoty kontaktní tuhosti, i stejné rozložení hmoty shodné, je též tlumení. Jedinou odlišností je právě uvažování, případně neuvažování vůle.



Obr. 5.25: Model kmitání se dvěma stupni volnosti a proměnnou vůlí

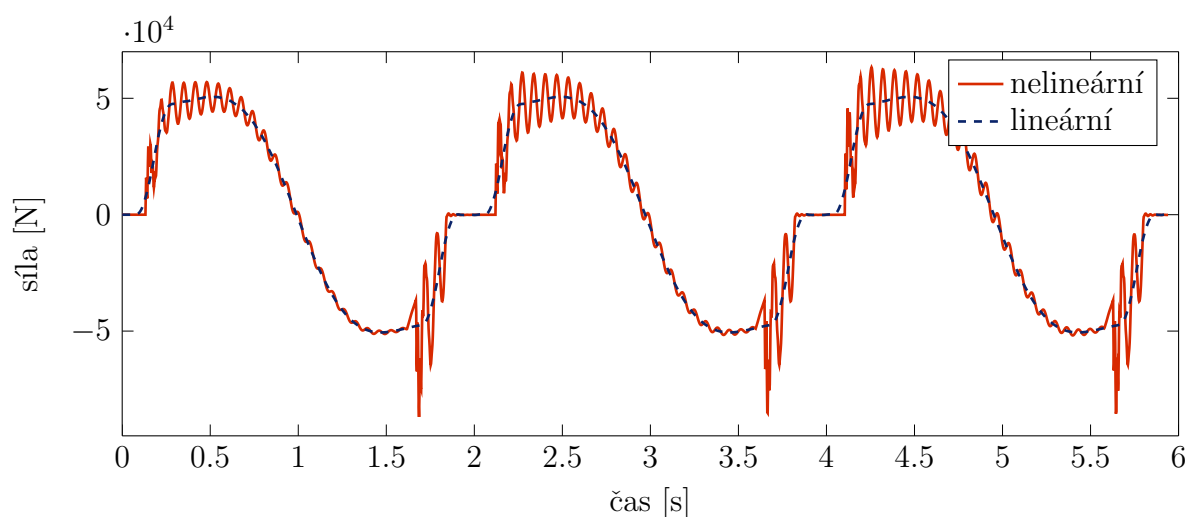
Jak již bylo řečeno vůle je proměnná v závislosti na natočení. K jejímu vymezení nastává při zastavení v rotaci, zde nabývá pouze hodnot dané vůlí v kluzném ložisku, naopak při polohování se násobně zvětšuje, byla tedy sestavena funkční závislost. Ta řídí velikost vůle v bloku *Dead Zone Dynamic* a vytváří tak vůli v kontaktu.

Jak je možné vidět na obrázku (5.27) vůle hraje z hlediska kmitání značnou roli. Nárůst síly ve špičkách je přibližně 70 %. Ve spektru frekvencí (5.28) se objeví vlastní frekvence, na které je model naladěný, to lze vysvětlit tak, že se soustava rázy ve vačce po ztrátě kontaktu rozkmitá na vlastní frekvenci.

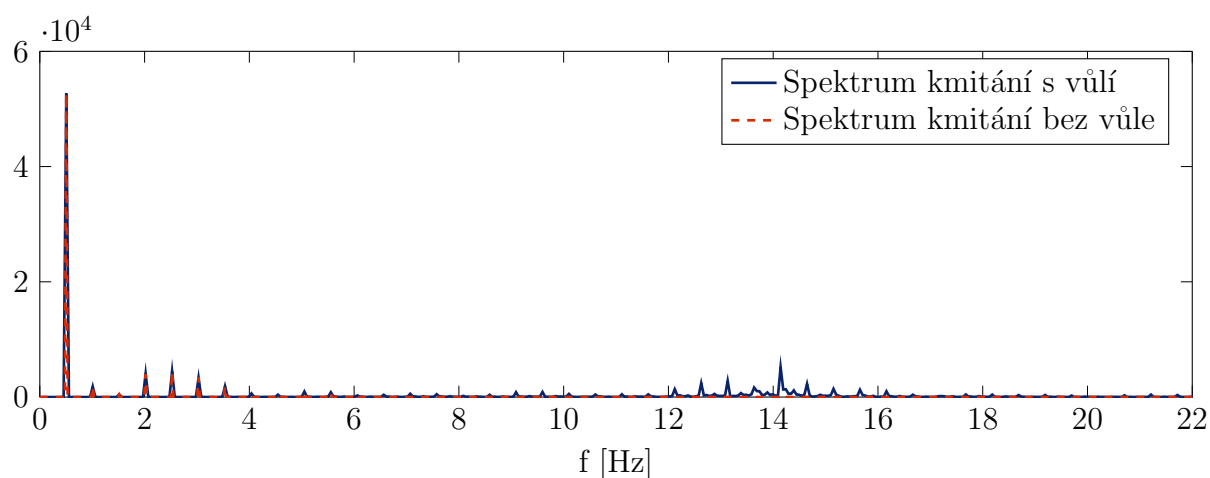


Obr. 5.26: Průběh vůle v závislosti na natočení

Kmitání způsobuje cyklickou únavu v mechanismu a zadírání rolen. Všechny tyto faktory v konečném důsledku způsobují zvýšené opotřebení mechanismu, sníženou životnost a kmitání samo o sobě je velký problém z hlediska operací prováděných na stole.



Obr. 5.27: Průběh síly ve vače v soustavě s vůlí a bez vůle

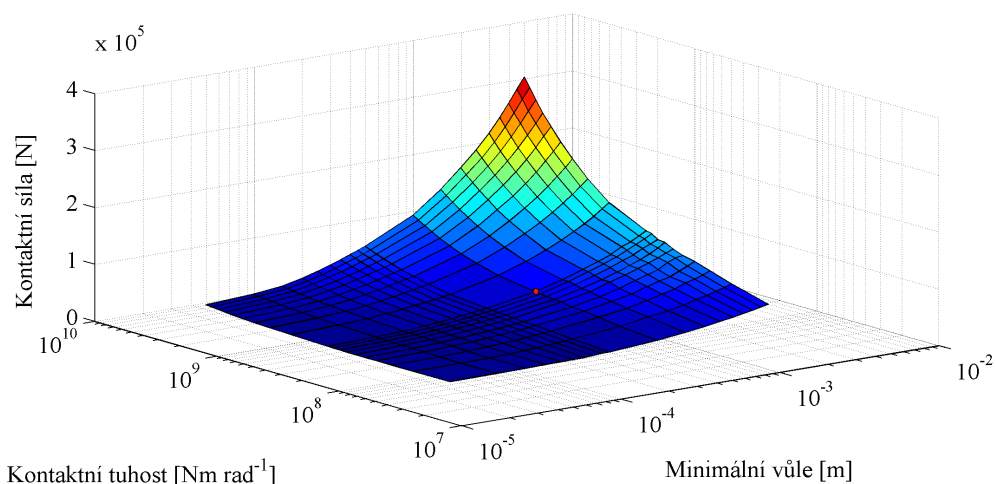


Obr. 5.28: Frekvenční spektrum soustav bez vůle a s vůlí

5.6 Úprava stolu pro snížení kmitání

Jelikož z modelu s vůlí vyplývá, že velikost kontaktní je závislá na velikosti vůle ve vačce. Byla provedena simulace, která prověří závislost maximální síly v kontaktu na velikosti vůle v mechanismu a kontaktní tuhosti. Funkční závislost vůle, jak byla definována v předchozí kapitole, se odvíjí od své minimální hodnoty.

Výsledky simulace, na obrázku (5.29), jasně ukazují že s narůstající vůlí a kontaktní tuhostí dochází k nárůstu maximální síly v mechanismu a k jeho rozkmitání. Červená tečka označuje parametry použité v předešlém modelu.



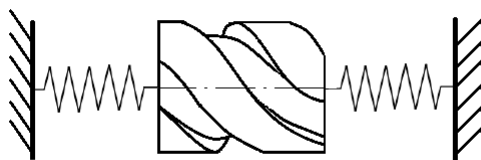
Obr. 5.29: Závislost maximální kontaktní síly na vůli a kontaktní tuhosti ve vačce

Z výsledků simulací je zřejmé, že kontaktní síla a kmitání, jsou nejen závislé na poddajnosti nástavby a na rychlosti polohování, ale především na samém provedení vačky, jmenovitě pak na vůli ve vačce a kontaktní tuhosti.

Možnost snížení kmitání stolu tedy spočívá ve snížení kontaktní tuhosti a ve vymezení vůlí.

5.6.1 Pružné uložení bubnu ve směru axiálního posuvu

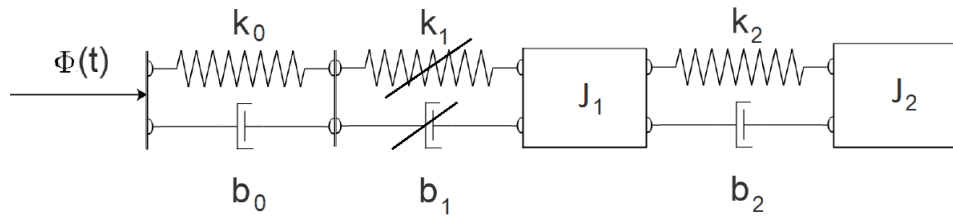
Jednou z možností, jak snížit rázy ve vačce je snížení kontaktní tuhosti. Toho, bez ztráty dostatečné pevnosti součástí mechanismu, lze docílit pomocí pružného uložení válce ve směru kolmém na směr rotace.



Obr. 5.30: Pružné uložení bubnu v axiálním směru

V této situaci lze zanedbat setrvačnost vačky, jelikož má po převedení do momentu

setrvačnosti vůči zbytku soustavy přibližně tisícínovou hodnotu. S tímto předpokladem můžeme uvažovat, že se ke kontaktní tuhosti sériově přidá tuhost pružiny.



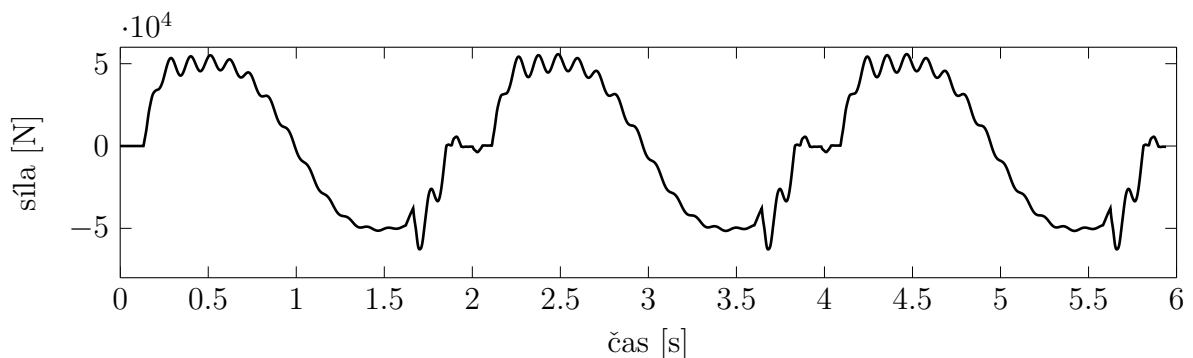
Obr. 5.31: Schéma nelineárního modelu s proměnnou vůlí v kontaktu a přidavnou tuhostí

Při uvažování této je pak celková kontaktní tuhost, obdobně také tlumení, daná vztahem:

$$\frac{1}{k_c} = \frac{1}{k_0} + \frac{1}{k_1} \quad (5.11)$$

Kde k_c je celková tuhost, k_0 je tuhost pružiny uložení převedená do osy rotace a k_1 je kontaktní tuhost mezi rolnou a drážkou vačky, opět převedena do torzní tuhosti vzhledem k ose rotace.

Výhodou tohoto řešení je tedy možnost do značné míry libovolně volit parametry celkové kontaktní tuhosti. Je tedy možné omezit rázy v mechanismu, a tím rozkmit mechanismu a jeho sníženou životnost.



Obr. 5.32: Průběh kontaktní síly při uvažování desetinnové kontaktní tuhosti, nárůst maximální síly je 20 % oproti modelu bez ztráty kontaktu.

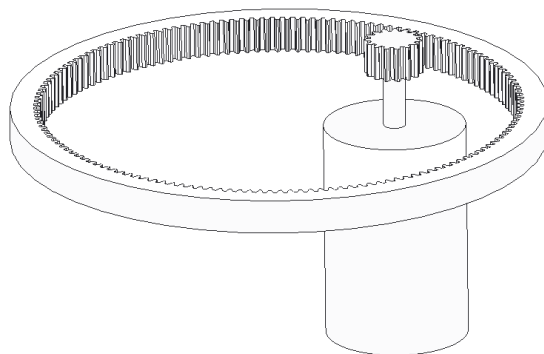
5.6.2 Úpravy provedené výrobcem

Výrobce problém nezávisle na této práci vyřešil změnou uložení rolen. Nahradil kluzná ložiska valivými jehličkovými ložisky a rolly jsou pro zvýšení odolnosti povrchově kaleny. Po tomto opatření došlo k uklidnění chodu stroje, který již dále nekmitá. Důvodem je pravděpodobně snížení vůle v kontaktu kdy přesná jehličková ložiska mají nižší vnitřní vůle než standartní kluzné uložení.

5.7 Nahrazení mechanické vačky servopohonem

Další možností provedení polohovacího stolu je upustit od mechanického převodu polohy a nahradit jej elektrickým. Výhodou použití servopohonu je možnost téměř libovolného průběhu polohování.

Koncept elektrické vačky bude velmi podobný se servopohonem v první části této práce. Řízení bude rozšířeno o polohovou regulaci, přibude tak do soustavy další proporciální regulátor.



Obr. 5.33: Možné provedení pohonu stolu

Co se týká konstrukčního provedení šlo by použít vnitřního přímého ozubení, které by nahradilo kolo s rolnami dále by se podle potřeby volilo ozubení na motoru viz (5.33). Výhodou by byl nižší zátěžný moment na hřídeli než při požití vačky s rolnami. Nevýhodou bude vyšší cena z důvodu vyšších nároků na měnič a řízení.

6

Závěr

Byly představeny dva modely, jenž popisují poměrně složité soustavy. Cílem těchto modelů nebylo dokonale dopodrobna popsat soustavy, ale vytvořit modely které umožní nahlédnout nad danou problematikou a umožnit nalézt řešení jednotlivých problémů soustav.

Na modelech je ukázána různá problematika z hlediska kmitání soustav. Je ukázán problém antirezonance při řízení pohonu soustružnického automatu, a naopak vlastní frekvence při rozkmitání polohovacího stolu. Taktéž jsou ukázány dva různé případy buzení mechanických soustav, kinematické buzení polohovacího stolu a silové u soustružnického automatu.

Model pohonu vícevřetenového soustružnického automatu je první částí rozsáhlejšího projektu v Tajmac—ZPS jež má za cíl snížit kmitání suportů, zlepšit návrh strojů a získání modelu který dokáže predikovat chování stroje a řízení před jeho samostatnou stavbou.

Podařilo se sestavit základní model soustavy a ověřit ho s měřením provedeným na stroji. Je možné tvrdit, že dokáže popsat základní chování stroje, model by mohl být zpřesněn o vliv průhybu předlohy hřídele na tuhost v ozubení.

Dále je rozpracován nelineární model popisující tuto soustavu, který zahrnuje vůle v ozubení, používající podobný koncept, jak při modelování polohovacího stolu s rozdílem použití dvou vůlí. Pro vysokou časovou náročnost simulace a pro poměrně nestálou numerickou stabilitu nebyl do práce zahrnut. Ovšem v jeho dalším rozvoji se bude pracovat.

V problému polohovacího stolu se podařilo pomocí modelu určit příčinu kmitání, posoužil k tomu nelineární model o dvou stupních volnosti. Pro převedení matematického přepisu byl použit MSC Adams, ve kterém byli prováděny i první analýzy.

Výrobci se v průběhu vypracování této práce podařilo problém vyřešit, i tak mohou být výsledky použity k dalším úpravám stroje.

Seznam obrázků

| | | |
|------|--|----|
| 3.1 | Schéma řetězce s absolutním souřadnicovým systémem | 16 |
| 3.2 | Schéma řetězce s relativním souřadnicovým systémem | 17 |
| 4.1 | MORI-SAY TMZ842CNC [5] | 19 |
| 4.2 | Pohon 4. vřetene u TMZ842 | 20 |
| 4.3 | Vytvoření modelu kmitání pohonné soustavy | 21 |
| 4.4 | Stavový model mechaniky sestavený v simulinku | 23 |
| 4.5 | Přenos netlumeného modelu 1. vřetene | 23 |
| 4.6 | Přenos netlumeného modelu 7. vřetene | 24 |
| 4.7 | Základní rozložení stroje | 24 |
| 4.8 | Znázornění vlastních vektorů soustavy 1. vřetene | 24 |
| 4.9 | Porovnání vlastních frekvencí z měření ● a odhadem modelu □ | 25 |
| 4.10 | Chyba odhadu 1. vlastní reakvence | 25 |
| 4.11 | Měření přenosu amplitudy a fáze dynamických vlastností prvního vřetene | 26 |
| 4.12 | Měření přenosu amplitudy a fáze dynamických vlastností sedmého vřetene | 26 |
| 4.13 | Vizualizace citlivostní matice analýzy TMZ 842 sestavy prvního vřetena tuhosti a momentu setrvačnosti | 27 |
| 4.14 | Porovnání vlastních frekvencí původního provedení stroje ○ se stávajícím provedením mechanismu ● | 28 |
| 4.15 | Model asynchronního motoru v Simulinku | 30 |
| 4.16 | Struktura modelu v Simulinku vektorového řízení na rotorový tok | 31 |
| 4.17 | Schéma vektorového řízení v $\alpha\beta$ a v dq souřadnicích [11] | 31 |
| 4.18 | Odhad úhlu natočení vektorového toku | 32 |
| 4.19 | PWM jako dopravní zpoždění | 32 |
| 4.20 | Vnitřní schéma odbuzování | 33 |
| 4.21 | Schéma regulace proudu | 33 |
| 4.22 | Schéma regulace magnetického toku | 34 |
| 4.23 | Schéma otáčkové regulace | 35 |
| 4.24 | Zátěžný moment | 36 |
| 4.25 | Požadované otáčky | 36 |
| 4.26 | Průběh rychlosti první testovací kritérium | 37 |
| 4.27 | Průběh rychlosti po skoku zátěžného momentu | 37 |
| 4.28 | Průběh rychlosti pro cyklickou zátěž | 37 |
| 4.29 | Detail průběhu rychlosti při ukončení cyklické zátěže | 37 |
| 4.30 | Velikost MSE v závislosti na hodnotě PI | 38 |
| 4.31 | Průběh rychlosti při optimální nastavení vzhledem k prvnímu testovacímu kritériu | 38 |
| 4.32 | Velikost MSE v závislosti na hodnotě PI | 39 |

| | | |
|------|---|----|
| 4.33 | Průběh rychlosti při optimální nastavení vzhledem k druhému testovacímu kritériu | 39 |
| 4.34 | Průběh otáček při požití pružné spojky | 40 |
| 4.35 | Porovnání přenosu netlumeného modelu 1. s použitím řemene a spojky . . . | 40 |
| 5.1 | Celkový pohled na stroj | 41 |
| 5.2 | Geometrie vačky s odvalujícími se rolnami | 42 |
| 5.3 | Místo měření na základně | 42 |
| 5.4 | Porovnání spektrálních výkonových hustot | 43 |
| 5.5 | Porovnání spektrálních výkonových hustot detail | 43 |
| 5.6 | Náhrada upínacích prvků hmotou | 44 |
| 5.7 | Použitá síť s dělením prvků na konstrukci a na desce | 45 |
| 5.8 | První vlastní tvary pro poddajnou desku | 46 |
| 5.9 | První vlastní tvary pro nepoddajnou desku | 47 |
| 5.10 | Celková deformace získaná z získaná v MKP při zatížení 50 kN | 48 |
| 5.11 | Amplitudo-frekvenční charakteristika | 49 |
| 5.12 | Schema pohybu polohovacího stolu | 49 |
| 5.13 | Získání průběhu úhlového zrychlení stolu derivací filtrovaného průběhu rychlosti | 50 |
| 5.14 | Proložení závislosti - úhel natočení, úhlová rychlost a úhlové zrychlení . . | 51 |
| 5.15 | Schéma kontaktní síly | 51 |
| 5.16 | Průběh celkové kontaktní síly F_n a její složek x a y | 52 |
| 5.17 | Závislost maximální kontaktní síly na periodě polohování | 52 |
| 5.18 | Znázornění poddajné zátěže | 53 |
| 5.19 | Schéma modelu v Simulinku | 53 |
| 5.20 | Průběh kontaktní síly při 50 % kmitající zátěže a vlastní frekvenci 10 Hz . | 54 |
| 5.21 | Průběh kontaktní síly při 50 % kmitající zátěže a vlastní frekvenci 3 Hz . | 54 |
| 5.22 | Velikost kontaktní síly v závislosti na poměru kmitající zátěže a vlastní frekvenci | 55 |
| 5.23 | FFT zrychlení vačky při porovozní rychlosti | 55 |
| 5.24 | Schéma nelineárního modelu s proměnnou vůlí v kontktu | 56 |
| 5.25 | Model kmitání se dvěma stupni volnosti a proměnnou vůlí | 56 |
| 5.26 | Průběh vůle v závislosti na natočení | 57 |
| 5.27 | Průběh síly ve vače v soustavě s vůlí a bez vůle | 57 |
| 5.28 | Frekvenční spektrum soustav bez vůle a s vůlí | 57 |
| 5.29 | Závislost maximální kontaktní síly na vůli a kontaktní tuhosti ve vače . . | 58 |
| 5.30 | Pružné uložení bubnu v axiálním směru | 58 |
| 5.31 | Schéma nelineárního modelu s proměnnou vůlí v kontaktu a přidavnou tuhostí | 59 |
| 5.32 | Průběh kontaktní síly při uvažování desetinné kontaktní tuhosti, nárůst maximální síly je 20 % oproti modelu bez ztráty kontaktu. | 59 |
| 5.33 | Možné provedení pohonu stolu | 60 |

Seznam použitých symbolů

| | | |
|---------------|--|----------------------------|
| A_{sys} | Matice systému | |
| B_{sys} | Matice buzení | |
| C_{sys} | Matice výstupů | |
| D_{sys} | Matice přímých vstupů | |
| E | Jednotková matice | |
| λ | Vlastní číslo | |
| Ω | Vlastní frekvence / frekvence | $[rad \cdot s^{-1}]$ |
| ω | Úhlová rychlost | $[rad \cdot s^{-1}]$ |
| ψ_r | Spřažený magnetický indukční tok rotoru | $[Wb]$ |
| ψ_s | Spřažený magnetický indukční tok statoru | $[Wb]$ |
| B | Matice zobecněného tlumení | |
| K | Matice zobecněné tuhosti | |
| M | Matice zobecněné hmotnosti | |
| b | Dynamické tlumení | $[N \cdot s \cdot m^{-1}]$ |
| E | Modul pružnost v tahu | $[Pa]$ |
| E_d | Disipativní energie | $[J]$ |
| E_k | Kinetická energie | $[J]$ |
| E_p | Potenciální energie | $[J]$ |
| F_i | Přenosová funkce proudové smyčky | |
| F_{TM} | Přenosová funkce měniče | |
| G | Modul pružnost ve smyku | $[Pa]$ |
| $I_{i=1...n}$ | Moment setrvačnosti | $[Kg \cdot m^2]$ |
| J | Průřezová charakteristika | $[Pa]$ |
| k | tuhost | $[N \cdot m^{-1}]$ |

| | | |
|---------------|--|--------------------|
| K_{ci} | Zesílení proudového čidla | |
| $k_{i=1...n}$ | Tuhost složka | $[N \cdot m^{-1}]$ |
| K_m | Zesílení měniče | |
| l | Délka | [m] |
| L_h | Indukčnost hlavní (magnetizační) | [H] |
| L_r | Indukčnost rotoru | [H] |
| L_s | Indukčnost statoru | [H] |
| p_p | Počet pólových dvojic | |
| $q_{i=1...n}$ | Zobecněná souřadnice | |
| r | Poloměr | [m] |
| R_i | Regulátor proudu | |
| R_ω | Regulátor otáček | |
| R_{ψ_d} | Regulátor spřaženého magnetického toku | |
| S | Obsah | $[m^2]$ |
| T_m | Časová konstanta měniče | |
| u_r | Napětí rotoru | [V] |
| u_s | Napětí statoru | [V] |
| u_{abc} | Napětí v přirozených souřadnicích | [V] |
| Q | Vektor buzení | |

Seznam použitých zdrojů

- [1] ONDRÁČEK, Emanuel a Přemysl JANÍČEK. *Výpočtové modely v technické praxi*. Praha: SNTL - Nakladatelství technické literatury, 1990. ISBN 80-030-0458-6.
- [2] JANÍČEK, Přemysl. *Systémová metodologie: brána do řešení problémů*. Brno: Akademické nakladatelství CERM, 2014. ISBN 978-807-2048-878.
- [3] MIŠUN, Vojtěch. *Dynamika výrobních strojů*. Brno: Akademické nakladatelství CERM, 2003. ISBN 80-214-2534-2.
- [4] BREPTA, Rudolf, Ladislav PŮST a František TUREK. *Mechanické kmitání*. Praha: Sobotáles, 1994. Česká matice technická (Sobotáles). ISBN 80-901-6848-5.
- [5] MORI-SAY-TMZ842CNC. In: *TAJMAC-ZPS* [online]. Zlín, 2012 [cit. 2017-05-23]. Dostupné z: <http://www.tajmac-zps.cz/cs/MORI-SAY-TMZ842CNC>
- [6] HADRABA, Petr. *Pohon vřeten soustružnických automatů*. Brno, 2015. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství. Vedoucí práce Ing. Zdeněk Hadaš, Ph.D.
- [7] PROCHÁZKA, František a Ctirad KRATOCHVÍL. *Úvod do matematického modelování pohonových soustav*. Brno: CERM, 2002. ISBN 80-720-4256-4.
- [8] SLAVÍK, Jaromír. *Počítačové metody mechaniky I*. Brno: CERM, 2003. Učební texty vysokých škol (Vysoké učení technické v Brně. Fakulta strojního inženýrství). ISBN 80-214-2311-0.
- [9] ONDRŮŠEK, Čestmír. *Dynamika elektromechanických soustav: učební text*. Brno, 2013. VUT, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií.
- [10] SKALICKÝ, Jiří. *Elektrické regulované pohony*. Brno, 2007. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií.
- [11] HUNDÁK, Vladimír. *Algorithms for the Control of the Induction Motor*. Brno, 2014. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií.
- [12] SKALICKÝ, Jiří. *Teorie řízení 1*. Brno: Vysoké učení technické, 2002. Učební texty vysokých škol. ISBN 80-214-2112-6.
- [13] KRATOCHVÍL, Ctirad a kol. *Stochastická mechanika, I. část*, studijní podpory FSI, Ústav mechaniky, mechatroniky a biomechaniky. 2004.
- [14] POPOV, Valentin L. *Contact mechanics and friction: physical principles and applications*. [English ed.]. New York: Springer, 2010. ISBN 978-3-642-10802-0.

- [15] *Help document for Adams: View Function Builder - MSC Adams 2011*. Newport Beach, 2012.